N° d'ordre 42 Année 1979

THÈSE

présentée à

L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

en vue de l'obtention

du Diplôme de Docteur-Ingénieur

par

Hugo MENDIZABAL

Caractérisation dynamique des transistors bipolaires et V. most Application à l'étude d'un amplificateur large bande

soutenue le 5 Avril 1979 devant la Commission d'examen

MM. MATHEAU — Président

BOUCHER
KALSI
MORELIERE
VIDALLON
— Examinateurs

N° d'ordre 42

Année 1979

THÈSE

présentée à

L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

en vue de l'obtention

du Diplôme de Docteur-Ingénieur

par

Hugo MENDIZABAL

Caractérisation dynamique des transistors bipolaires et V. most Application à l'étude d'un amplificateur large bande

soutenue le 5 Avril 1979 devant la Commission d'examen

MM.	MATHEAU	Président
	BOUCHER	Examinateurs
	KALSI	
	MORELIERE	
	VIDALLON	

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

PRESIDENT D'HONNEUR

M. le Professeur ESCANDE
Membre de l'Institut

PRESIDENT

M. le Professeur MONTEL

VICE-PRESIDENTS

M. MARTY	Professeur
M. ENJALBERT	Professeur sans chaire
M. CONSTANT	Maître de Conférences
M. ANDRE	Maître Assistant

Directeur de l'E.N.S.A.T.	Monsieur le Professeur RAYNAUD
Directeur de l'E.N.S.C.T.	Monsieur le Professeur VOIGT
Directeur de l'E.N.S.E.E.I.H.T.	Monsieur le Professeur NOUGARO
Directeur de l'I.G.C.	Monsieur le Professeur GARDY

SECRETAIRE GENERAL

M. CRAMPES

PROFESSEURS HONORAIRES

M. ESCANDE - Membre de l'Institut
M. DIEHL
M. DUPIN

PROFESSEURS

M. ANGELINO	Génie Chimique
M. BUGAREL	Génie Chimique
M. DAT	Mécanique
M. GARDY	Génie Chimique
M. GRUAT	Mécanique
M. HOFFMANN	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. MARTY	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M. MONTEL	Chimie Appliquée et Chimie des Matériaux
M. NOUGARO	Mécanique
M. THIRRIOT	Mécanique
M. VOIGT	Chimie Minérale

.../.

PROFESSEURS SANS CHAIRE

Melle	BERDUCOU	Biologie et Biochimie Appliquées, Sciences Agronomiques
M.	CALMON	Biologie et Biochimie Appliquées, Sciences Agronomiques
M.	DABOSI	Chimie Appliquée et Chimie des Matériaux
M.	ENJALBERT	Génie Chimique
M.	FABRE	Mécanique
M.	FALLOT	Biologie et Biochimie Appliquées, Sciences Agronomiques
M.	GILOT	Chimie Appliquée et Chimie des Matériaux
M.	LEFEUVRE	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	MATHIEU	Chimie Analytique Appliquée et Chimie des Matériaux
M.	TRANNOY	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	TRUCHASSON	Mécanique

MAITRES DE CONFERENCES

M.	ALBERTINI	Sciences Agronomiques
M.	BAJON	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	BAUDRAND	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	BOURGEAT	Minéralogie, Géochimie, Pétrographie et Géologie Appliqué
M.	BRUEL	Informatique fondamentale et appliquée
M.	BUIS	Biologie et Physiologie végétale
M.	CANDAU	Biologie et Biochimie Appliquée, Sciences Agronomiques
M.	CONSTANT	Chimie minérale
M.	COSTES	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	COUDERC	Génie Chimique
M.	ECOCHARD	Biologie et Biochimie Appliquée, Sciences Agronomiques
M.	FOCH	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	GASET	Chimie Organique Appliquée et Chimie des Matériaux
M.	GOURDENNE	Chimie Physique
M.	LABAT	Biologie et Biochimie Appliquée, Sciences Agronomiques
M.	LENZI	Chimie APpliquée et Chimie des Matériaux
M.	MASBERNAT	Mécanique
M.	MATHEAU	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	MORELIERE	Electronique, Electrotechnique, Automatique
M.	TERRON	Zoologie et Ecologie

Liste établie le 24 janvier 1979

A V A N T - P R O P O S

Le travail que nous présentons ici a été réalisé au Laboratoire de Semiconducteurs et d'Optoélectronique de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse, sous la direction de Monsieur Jacques BOUCHER, Maître-Assistant, Responsable Scientifique du Laboratoire. Nous lui témoignons notre profonde reconnaissance pour l'accueil qu'il nous a réservé et pour ses précieux conseils sans lesquels cette thèse n'aurait pu voir le jour.

Nous tenons à remercier Monsieur MATHEAU, Maître de Conférences à l'INPT pour les conseils qu'il nous a prodigués et pour l'intérêt qu'il a manifesté en présidant le Jury examinateur de cette thèse.

Nous remercions aussi Monsieur MORELIERE, Maître de Conférences à l'INPT, Responsable du Laboratoire de Semiconducteurs, pour nous avoir fait de précieuses remarques et pour avoir voulu participer au Jury de cette thèse.

Nous remercions également Monsieur VIDALLON, Chargé de recherche au CNRS et Monsieur PIC, Ingénieur à MOTOROLA, qui se sont intéressés à ce travail en s'associant à ce Jury.

Nos remerciements vont aussi à Messieurs LESCURE, BREVIER et RAKOTONDRAZAFY qui nous ont bien aidé dans les manipulations et la programmation.

Nos remerciements particuliers s'adressent à Madame CAUSERO pour son travail de frappe et sa collaboration afin de permettre la parution de ce travail dans un délai raisonnable.

Ne pouvant citer par leur nom tous ceux qui nous ont offert leur aimable collaboration, nous leur témoignons notre reconnaissance et les invitons à trouver ici nos remerciements les plus sincères.

I N T R O D U C T I O N

La conception de circuits assistés par ordinateur (C.A.O.) est très utilisée à l'heure actuelle du fait de la démocratisation des systèmes informatiques. En effet, les récents progrès dans la technologie L.S.I. (large scale intégration) conduisent à un faible coût des systèmes complexes : les microprocesseurs, les calculateurs individuels en sont la preuve. Il est donc possible d'envisager à tous les niveaux industriels et de recherche l'utilisation de ces moyens directement associés à un travail particulier.

Dans le cas de la conception de circuits, l'utilisation d'un ordinateur permet de généraliser certains résultats et de faire une simulation de fonctions ou systèmes et, en corollaire, une optimisation.

Il reste cependant, si on veut faire calquer simulation et réalisation pratique, à déterminer de façon la plus précise et la plus rapide les paramètres ou données de départ. Aussi, un des problèmes les plus importants est-il de trouver une bonne modélisation et une bonne caractérisation des composants électroniques et plus particulièrement des composants actifs.

Notre étude a été centrée sur la caractérisation des transistors bipolaires et V.MOS en vue de leur application dans les amplificateurs large bande.

Dans un premier chapitre, nous exposons les différents schémas dynamiques relatifs aux bipolaires et V.MOST qui découlent de la physique et de la technologie.

Dans un second chapitre, nous introduisons différentes méthodes de mesures permettant un accès aux valeurs des paramètres associés. Ces méthodes seront choisies en fonction de leur précision et de leur possibilité d'automatisation.

Dans un troisième chapitre, enfin, nous appliquons ces résultats à l'étude d'un amplificateur large bande. On vérifie que les résultats obtenus expérimentalement et par voie de simulation numérique donnent des résultats concordants.

CHAPITRE 1

MODELES DYNAMIQUES

Dans ce premier chapitre, on établit le schéma naturel du transistor bipolaire en considérant les lois physiques qui gouvernent son fonctionnement dans la région active, dans les conditions d'approximation au premier ordre et ensuite on ajoute les conditions de deuxième ordre. On considère la limitation en fréquence du schéma et la variation de ses paramètres en fonction des conditions de polarisation. Un exemple de modification du schéma naturel est présenté pour mieux modéliser le comportement dynamique en hautes fréquences. On présente quelques paramètres électriques d'un transistor considéré comme quadripôle. Une analyse dynamique du transistor bipolaire, pour déterminer la validité des schémas équivalents linéaires en fonction de l'amplitude du signal et de la polarisation, est également effectuée.

Etant donné la récente exploitation du transistor V. MOS, on fait une analyse sommaire de la technologie et de quelques caractéristiques importantes pour bien marquer les différences avec les transistors MOS classiques et les transistors bipolaires. On donne un schéma équivalent simple du V.MOST.

1. 1) Schémas naturels des transistors bipolaires

Pour établir le schéma naturel des transistors bipolaires, nous suivrons la méthode suivante(1) :

- description mathématique des lois physiques qui gouvernent le fonctionnement du transistor,
- linéarisation en fonction des variations des paramètres internes,
- analyse du fonctionnement physique interne pour obtenir des relations entre variables électriques externes,
- modèle du circuit dynamique.

1. 1) 1- Effets du premier ordre

Par une approche au premier ordre, nous admettrons qu'il n'existe pas de chute de tension dans les régions neutres d'émetteur et de base et que la longueur W de la région neutre de base ne change pas avec des variations de la tension collecteur-base.

Dans les conditions de polarisation normale d'un transistor PNP, la distribution de porteurs minoritaires est linéaire dans la base pour la condition suivante : $L_p \gg W$ où W = épaisseur de la base, L_p = longueur de diffusion de trous dans la base.

La figure 1.1) montre cette distribution :

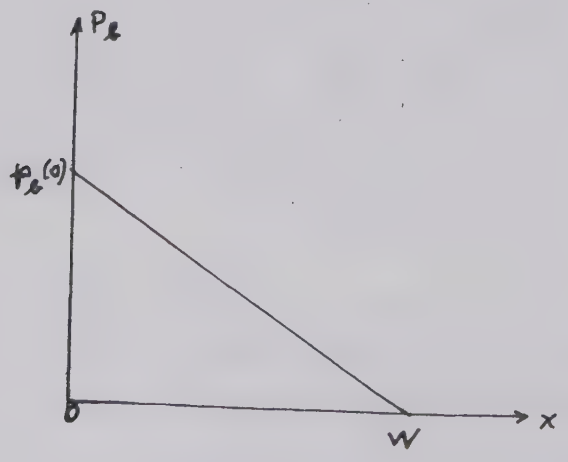


Fig. 1.1) Distribution de porteurs minoritaires dans la région de base pour un transistor PNP

Pour $L_p \gg W$ où :

$$p_b(0) = p_{b0} e^{\mp \frac{V_{EB}}{KT}} \qquad 1.\ 1$$

avec p_{b0} = concentration de trous en équilibre dans la base.

Une variation positive de la tension émetteur-base : ΔV_{EB} produit une variation Δp_b de la distribution de porteurs minoritaires dans la région de base (fig. 1. 2) :

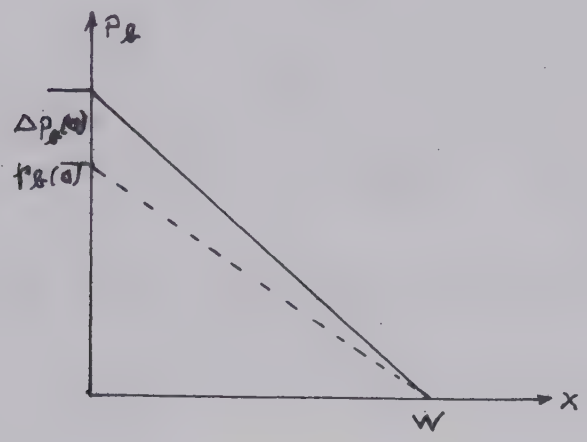


Fig. 1. 2) Effet de la variation positive de la tension émetteur-base sur la distribution de porteurs minoritaires dans la base pour un transistor PNP.

Dus à la variation de la distribution de porteurs minoritaires dans la base, on peut remarquer les effets suivants :

- une augmentation du courant de collecteur puisque la pente de la distribution augmente,
- une augmentation de la charge emmagasinée dans la base. Comme la région de la base est pratiquement neutre, il faudra introduire plus de porteurs majoritaires dans celle-ci pour neutraliser les porteurs minoritaires en excès,
- une augmentation de l'injection de porteurs majoritaires dans l'émetteur par la base. D'autre part, l'aug-

mentation de population de porteurs dans la base procure une augmentation de la vitesse de recombinaison. Ce courant statique de la base doit donc augmenter pour permettre les recombinaisons dans la base et l'émetteur.

Ces effets constituent une base pour la détermination du schéma naturel des transistors.

Pour $v_{EB} = V_{EB} + \Delta v_{EB}$

l'équation 1. 1 devient :

$$p_b(0) = p_{b0}\, e^{q\frac{V_{EB}}{KT}}\, e^{q\frac{\Delta v_{EB}}{KT}} \qquad 1.\ 2$$

Pour $\Delta v_{EB} \ll \frac{KT}{q}$ *(faible injection)* 1. 3

on obtient :

$$e^{q\frac{\Delta v_{EB}}{KT}} \simeq 1 + \frac{q\Delta v_{EB}}{KT} \qquad 1.\ 4$$

D'où la variation de $p_b(0)$ *devient :*

$$\Delta p_b(0) = p_b(0)\frac{q}{KT}\Delta v_{EB} \qquad 1.\ 5$$

avec :

$$p_b(0) = p_{b0}\, e^{q\frac{V_{EB}}{KT}} \qquad 1.\ 6$$

En considérant une lente variation de la tension émetteur-base, nous pouvons admettre que la distribution instantanée des porteurs minoritaires dans la base est une succession de distributions statiques presque linéaires. Par suite, la variation du courant de collecteur Δi_C *est donnée par la relation :*

$$\Delta i_C = -q A D_b \frac{\Delta p_b(0)}{W} \qquad 1.\ 7$$

avec : A = *surface normale aux lignes du courant*

D_b = *constante de diffusion de trous dans la base.*

D'autre part, on a :

$$I_C = q A D_p \frac{p_B(0)}{W} \qquad 1.\ 8$$

En reportant les équations 1. 6 et 1. 8 dans 1. 7, on obtient :

$$\boxed{\Delta j_C = - g_m \Delta v_{EB}} \qquad 1.\ 9$$

avec :

$$\boxed{g_m = \frac{q}{KT} |I_C|} \qquad 1.\ 10$$

D'après la figure 1. 2), on voit que la variation Δq_B de la charge emmagasinée de porteurs minoritaires en excès dans la région de la base est donnée par la relation suivante :

$$\Delta q_B = q A \left[\frac{1}{2} \Delta p_p(0) W \right] \qquad 1.\ 11$$

En reportant les équations 1. 5, 1. 8 et 1. 10 dans 1. 11, on obtient :

$$\Delta q_B = C_p^* \Delta v_{EB} \qquad 1.\ 12$$

avec : $$\boxed{C_p^* = \frac{W^2}{2 D_p} g_m} \qquad 1.\ 13$$

La variation du courant de la base due à est donnée par :

$$\Delta_{iB}(\omega) = - C_p^* \frac{d \Delta v_{EB}}{dt} \qquad 1.\ 14$$

C_p^* *représente la capacité de diffusion de la jonction émetteur-base due aux variations de la charge emmagasinée dans la base. Le signe négatif est dû au fait que ce sont des électrons qu'on introduit dans la région de base pour neutraliser* Δq_B .

En considérant les effets de recombinaison, on a :

$$\Delta j_{B(R)}\Big|_{base} = -\frac{\Delta q_B}{\tau_b} \qquad 1.\ 15$$

où τ_b = temps de vie des trous dans la base

et :

$$\Delta j_{B(R)}\Big|_{émitteur} = \frac{-2 D_e\, n_{eo}}{W_e\, W P_{bo}}\, \Delta q_B \qquad 1.\ 16$$

où :

D_e = constante de diffusion des électrons dans l'émetteur,

W_e = largeur de la région d'émetteur,

n_{eo} = concentration d'électrons en équilibre dans l'émetteur.

D'où la variation totale du courant de base due aux vitesses de recombinaison des porteurs dans la base et l'émetteur :

$$\Delta j_{B(R)} = -g_b\, \Delta v_{EB} \qquad 1.\ 17$$

avec :

$$g_b = \left(\frac{W^2}{2 D_b \tau_b} + \frac{D_e}{D_b}\,\frac{W}{W_e}\,\frac{n_{eo}}{P_{bo}}\right) g_m \qquad 1.\ 18$$

g_b est la conductance dynamique d'entrée et représente les effets de recombinaison dans la jonction émetteur-base.

D'après les relations 1. 14 et 1. 17, la variation totale du courant de la base est donnée par l'équation 1. 19 :

$$\Delta j_B = -g_b\, \Delta v_{EB} - C_b^* \frac{d\Delta v_{EB}}{dt} \qquad 1.\ 19$$

En considérant les relations linéaires 1.9 et 1. 19, on déduit un modèle dynamique au premier ordre du transistor représenté figure 1. 3) :

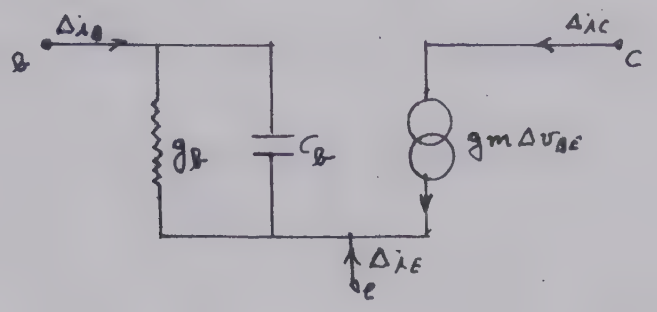


Fig. 1. 3) Schéma dynamique de premier ordre d'un transistor bipolaire.

L'hypothèse de base dans la détermination du modèle dynamique est la faible vitesse de variation de la tension émetteur-base. Avec cette condition, on a toujours une distribution instantanée presque linéaire de porteurs minoritaires dans la région de base. L'intensité du courant d'émetteur est proportionnelle à la pente de la distribution à la limite de la jonction émetteur-base et le courant de collecteur est proportionnel à la pente de la distribution à la limite de la jonction collecteur-base. Dans les conditions de quasi-linéarité, les valeurs de ces pentes sont très proches ; et, comme le courant de la base qui est proportionnelle à la différence des dites pentes devient très faible vis-à-vis du courant de collecteur, le gain β *a une grande valeur.*

Il en résulte que le modèle de la fig. 1. 3) est valable pour tous les cas où β *a une grande valeur.*

Pour le cas de faibles signaux sinusoïdaux de

pulsation ω , on a, d'après les relations 1. 9 et 1. 19 :

$$i_C = g_m v_{be} \qquad 1.\ 20$$

$$i_b = \left(g_b + j\omega g_m \frac{W^2}{2D_b}\right) v_{be} \qquad 1.\ 21$$

d'où :

$$\beta = \frac{i_C}{i_b} = \frac{1}{\frac{g_b}{g_m} + j\omega \frac{W^2}{2D_b}} \qquad 1.\ 22$$

D'après l'équation 1. 18, on a $g_b \ll g_m$ ($ou\ \beta \gg 1$) par suite, une pulsation ω_T telle que :

$$\omega_T = \frac{2D_b}{W^2} \qquad 1.\ 23$$

Le module du gain β tend vers l'unité. Pour cette fréquence, le schéma de la figure 1. 3) n'est plus valable car la distribution des porteurs dans la base ne peut plus être considérée comme une succession d'états statiques quasi-linéaires. Un tel schéma n'est donc valable que dans les cas où les pulsations remplissent la condition 1. 24 :

$$\omega \ll \omega_T \qquad 1.\ 24$$

Dans une jonction quelconque, il existe une zone de transition qui possède une charge d'espace formée par les atomes ionisés ; ils créent un champ électrique important. La densité des porteurs libres étant négligeable, il n'y a pratiquement pas de courant de conduction. Tout ceci résume l'existence d'une capacité dite "capacité de transition ou de jonction" dont la valeur dépend de la polarisation, équation 1. 25 :

$$C_j = C_T = \frac{C_{TO}}{\left(1 - \frac{V}{V_D}\right)^n} \qquad 1.\ 25$$

avec :

C_{TO} = valeur de la capacité de transition pour une polarisation nulle,

V = tension appliquée (négative en polarisation inverse),

V_D = tension de diffusion.

En tenant compte de ces capacités, le schéma de la fig. 1. 3) devient :

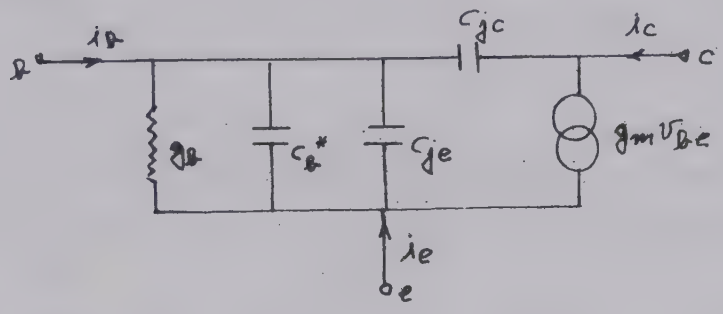


Fig. 1. 4) Schéma dynamique de premier ordre en considérant les effets des capacités des jonctions.

1. 1) 2- Effet Early (2)

Dans ce paragraphe, nous considèrerons la variation de largeur de la zone neutre, la base (effet Early) due aux variations de la tension collecteur-base.

Pour un transistor polarisé dans la région active, la concentration des porteurs minoritaires à la limite de la zone neutre de base et de la zone de charge d'espace de la jonction collecteur-base est toujours quasiment nulle si cette jonction est suffisamment polarisée en inverse. Cependant, l'épaisseur de la zone de charge d'espace de la jonction collecteur-base dépend de la valeur de la tension de polarisation inverse. Ceci signifie que la largeur de la région neutre de base dépend aussi de la tension collecteur-base fig. 1. 5).

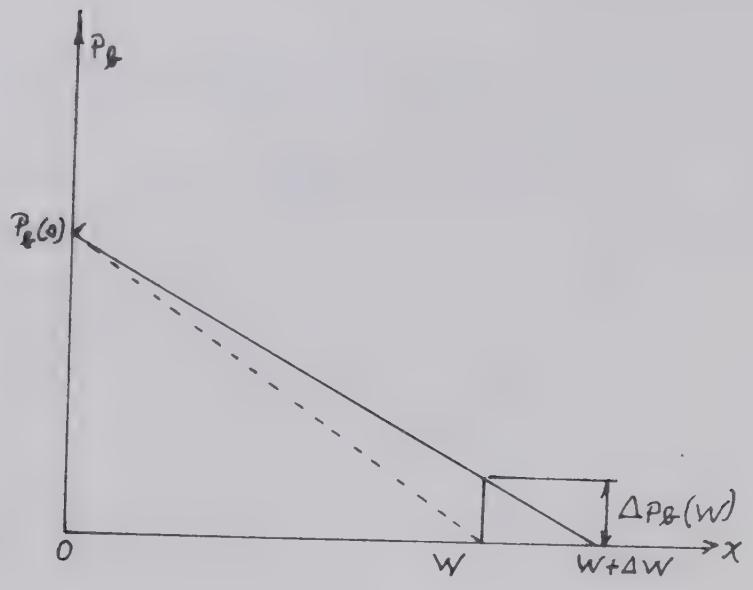


Fig. 1.5) Effet de la variation de la tension collecteur-base sur la distribution des porteurs minoritaires dans la base.

D'après la fig. 1. 5), on voit que pour une variation positive de la tension collecteur-base, il lui correspond une diminution de la tension inverse de polarisation, d'où de l'épaisseur de la zone charge d'espace et une augmentation de la largeur de la zone neutre de la base. On a déduit deux effets :

- le courant collecteur diminue (à V_{BE} constante) car la pente de la distribution de porteurs minoritaires décroît,

- il y a une augmentation de la charge emmagasinée dans la base, ce qui représente une augmentation du courant de la base.

Pour analyser les effets des variations de la tension collecteur)base, nous considèrerons que l'effet dû à la variation de largeur ΔW de la zone neutre de la base a le même effet physique qu'une variation $\Delta P_B(W)$ pour une largeur constante W de la zone neutre.

En considérant des relations géométriques dans la fig. 1. 5) et pour de petites variations de la tension collecteur-base, on obtient :

$$\frac{\Delta p_b(W)}{\Delta W} = \frac{p_b(0)}{W+\Delta W} \simeq \frac{p_b(0)}{W} \qquad 1.\ 26$$

et : $$\Delta W = \frac{dW}{dV_{CB}} v_{cb} \qquad 1.\ 27$$

Reportant 1. 27 dans 1. 26, on obtient :

$$\Delta p_b(W) = \frac{p_b(0)}{W} \cdot \frac{dW}{dV_{CB}} v_{cb} \qquad 1.\ 28$$

La relation 1. 28, on peut l'écrire de la façon suivante :

$$\Delta p_b(W) = p_b(0) \frac{q}{KT} \left(\frac{KT}{q} \cdot \frac{1}{W} \cdot \frac{dW}{dV_{CB}} \right) v_{cb}$$

où : $$\Delta p_b(W) = p_b(0)\, \eta \frac{q}{KT} v_{cb} \qquad 1.\ 28\ (a)$$

avec : $$\eta = \frac{KT}{q} \cdot \frac{1}{W} \frac{dW}{dV_{CB}}$$

Nous avons trouvé dans le paragraphe précédent : $$\Delta p_b(0) = p_b(0) \frac{q}{KT} v_{eb} \qquad (1.\ 5)$$

En comparant les relations 1. 5 et 1.28 (a), on constate que l'effet de la variation de tension collecteur-base sur la distribution de porteurs minoritaires dans la base pour $X = W$ $(\Delta p(W))$ est similaire à l'effet de la variation dans la tension émetteur-base sur la distribution de porteurs minoritaires pour $X = 0$ $(\Delta p_b(0))$ excepté le facteur η .

Le facteur η (facteur de modulation de la largeur de base) est petit, de l'ordre de 10^{-3} à 10^{-5}, c'est-à-dire que pour des variations égales dans les tensions émetteur-base et collecteur-base, la variation de la tension collecteur-base a un effet négligeable sur la distribution des porteurs minoritaires dans la base. Ceci montre que la validité des équations 1. 9 et 1. 19, établies en supposant l'indépendance des paramètres g_m, g_b et C_b^* par rapport aux

variations de la tension collecteur-base, est bien vérifiée.

Donc, en faisant une analyse analogue à celle du paragraphe précédent, pour de petits signaux sinusoïdaux, on obtient :

$$i_c = g_{ce}\, v_{cb} \qquad 1.\ 29$$

avec : $g_c = \eta\, g_m$ 1. 30

$$i_b = -\left(g_{cb} + j\omega C_c^*\right) v_{cb} \qquad 1.\ 31$$

avec : $g_{cb} = \frac{1}{2}\left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{W'}{L_p}\right)^2\right] \frac{I_e W}{(L_p)^2} \cdot \frac{\partial W}{\partial V_{cb}}$

1. 32

$$C_c^* = g_m \eta \frac{W^2}{2 D_b} \qquad 1.\ 33$$

C_c^* capacité de diffusion de la jonction collecteur-base.

Pour déterminer le schéma naturel dans la configuration émetteur commun, nous pouvons considérer le schéma équivalent correspondant aux paramètres admittance, figure 1. 6) :

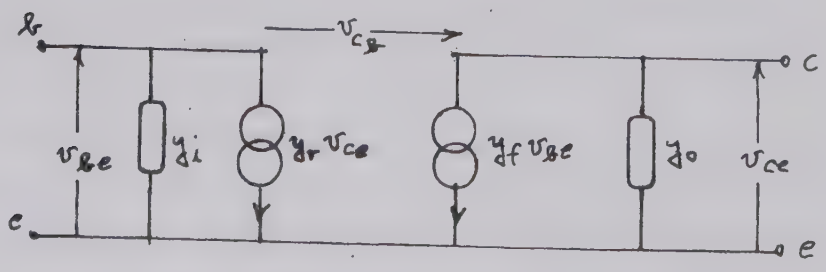


Fig. 1. 6) Schéma équivalent d'un transistor avec paramètres admittances et deux sources de courant.

D'après la figure 1. 6), on constate que, pour déterminer les paramètres y_o et y_r, on doit faire $v_{be} = 0$ et analyser les effets de la tension v_{ce}. v_{be} étant nul, cela signifie que v_{cb} et v_{ce} sont égaux. Ces équations 1. 29 et 1. 31 s'écrivent alors :

$$i_c = g_{ce}\, v_{ce} \qquad 1.\ 34$$

$$i_b = -(g_{cb} + j\omega C_c^*)\, v_{ce} \qquad 1.\ 35$$

En considérant les équations 1. 20, 1. 21, 1. 34 et 1. 35 et la condition de linéarité, nous pouvons écrire le système suivant :

$$i_b = (g_b + j\omega C_b^*)\, v_{be} - (g_{cb} + j\omega C_c^*)\, v_{ce} \qquad 1.\ 36$$

$$i_c = g_m\, v_{be} + g_{ce}\, v_{ce} \qquad 1.\ 37$$

Le schéma de la figure 1. 6 que représente le système des équations 1. 36 et 1. 37 a l'inconvénient de contenir deux sources dépendantes de courant. En utilisant un schéma équivalent en π (schéma à une seule source de courant) montré figure 1.7), nous obtenons le schéma naturel interne du transistor (absence de $r_{bb'}$) montré dans la figure 1. 8).

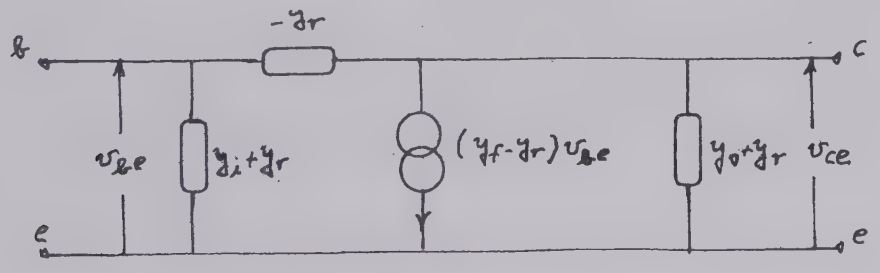


Fig. 1. 7) Schéma en π

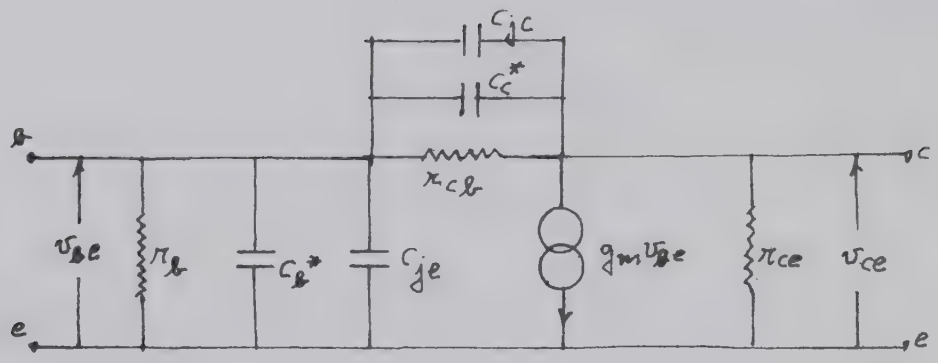


Fig. 1. 8) Schéma naturel interne du transistor bipolaire configuration émetteur commun.

Dans ce schéma :

$$r_b = \frac{1}{g_b} \qquad r_{cb} = \frac{1}{g_{cb}} \qquad r_{ce} = \frac{1}{g_{ce}}$$

En outre, nous pouvons considérer qu'on fait de la présence :

du facteur η *, on a :* $y_i \gg y_\pi$ *et* $y_f \gg y_\pi$.

D'autre part, la capacité C_c^* *a un effet négligeable à la sortie pour fréquences inférieures à* ω_T .

r_{cb} *et* C_c^* *représentent la réaction interne due à la modulation de la largeur de la base par la tension collecteur-base.*

r_{ce} *représente la diminution de la résistance de sortie due à la modulation de l'épaisseur de la base par la tension collecteur-base.*

1. 1) 3- Effets bidimensionnels

Nous avons fait l'analyse des effets de la modulation de la largeur de la zone neutre de la base par la tension collecteur-base. Nous ferons maintenant l'analyse des effets dûs au flux transversal des porteurs majoritaires dans la base.

Pour un transistor PNP fonctionnant dans la région active, les porteurs majoritaires (électrons) doivent pénétrer dans la base par son contact pour procéder à la recombinaison et neutraliser les porteurs minoritaires injectés. La direction du déplacement de ces porteurs est perpendiculaire à celle des porteurs minoritaires fig. 1.9) :

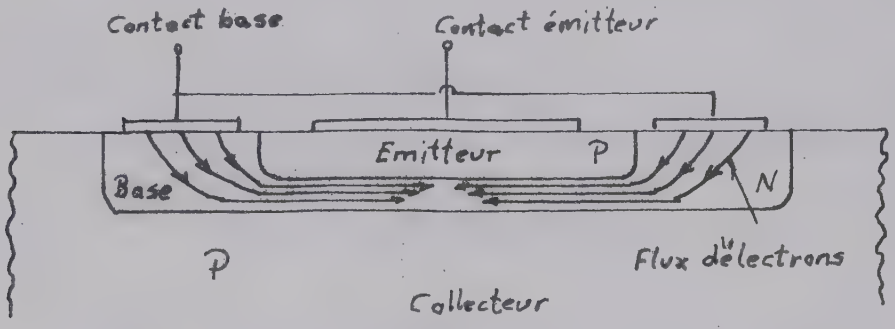


Fig. 1. 9) Flux de porteurs majoritaires (électrons) pour un transistor PNP.

La circulation des porteurs majoritaires dans la base vers l'intérieur de la région active est principalement due à un phénomène drift. En conséquence, dans la région de base, il existera une chute transversale de tension ; ceci fait que la tension dans la région active de la base est toujours inférieure en valeur absolue à la tension du contact de base.

Le courant du collecteur n'est donc pas contrôlé par la tension extérieure base-émetteur mais par la tension interne de base compte tenu de la chute de tension dans cette dernière. Pour une gamme considérable de courant, il est possible de représenter cet effet par une "résistance de base $R_{BB'}$" qui est l'effet intégré d'une chute de tension distribuée. La

résistance de base diminue lorsque le courant augmente essentiellement à cause de :

- la forte dépendance exponentielle du courant collecteur avec la tension de la jonction émetteur fait que l'intensité du courant de trous est beaucoup plus élevée sur le bord de la jonction E-B qu'au centre, à des niveaux élevés de courant. Dans ce cas, l'aire de la région active utile de base devient plus faible (phénomènes de défocalisation) ;

- dans le cas de très forts courants, la condition de faible injection n'est plus valable et la concentration de porteurs majoritaires en excès dans la région de base augmente la conductivité de celle-ci, ce qui fait apparaître une diminution de la résistance de base.

L'équation 1. 38 (2) met en évidence l'effet de la résistance statique équivalente $R_{BB'}$.

$$-I_C = I_S \, e^{\frac{q(V_{EB} + I_B R_{BB'})}{KT}} \qquad 1.\ 38$$

avec :

$$I_S = \frac{qA D_B P_{B0}}{W}$$

Du point de vue alternatif, d'après l'équation 1. 38, on a :

$$\frac{dI}{dV_{BE}} = -\frac{dI_C}{dV_{EB}} = \frac{\beta}{\frac{\beta}{g_m} + R_{BB'} + I_C \frac{dR_{BB'}}{dI_C}} \qquad 1.\ 39$$

Pour une analyse dynamique en basses fréquences, la figure 1. 10) montre l'effet de la résistance équivalente de base (qu'on appellera $r_{BB'}$ *en régime dynamique), afin d'éliminer l'effet de* r_{ce} *, la sortie étant en court-circuit.*

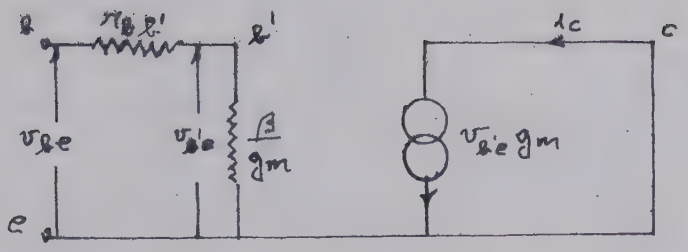


Fig. 1 10) Effet de $r_{bb'}$ en basse fréquence base fictive.

D'après la figure 1. 10), on obtient :

$$\frac{i_c}{v_{be}} = \frac{\beta}{\frac{\beta}{g_m} + r_{bb'}} \qquad 1.\ 40$$

En comparant 1. 39 et 1. 40, nous obtenons :

$$r_{bb'}(I_c) = R_{BB'}(I_c) + I_c \frac{dR_{BB'}}{dI_c} \qquad 1.\ 41$$

Etant donné que $R_{BB'}(I_c)$ diminue quand I_c augmente, on a :

$$\frac{dR_{BB'}}{dI_c} < 0$$

Donc, d'après la relation 1. 41, on constate que $r_{bb'}$ est plus petite que $R_{BB'}$. La valeur de $r_{bb'}$ s'approche à la valeur de $R_{BB'}$ si :

$$I_c \frac{dR_{BB'}}{dt} \ll R_{BB'} \qquad 1.\ 42$$

La condition 1. 42 est certainement valable pour les faibles valeurs de I_c .

Dans la figure 1. 11), on montre la caractérisation des effets du deuxième ordre sur le schéma naturel du transistor bipolaire. Ce schéma est souvent appelé, dans la littérature, schéma de Giacoletto.

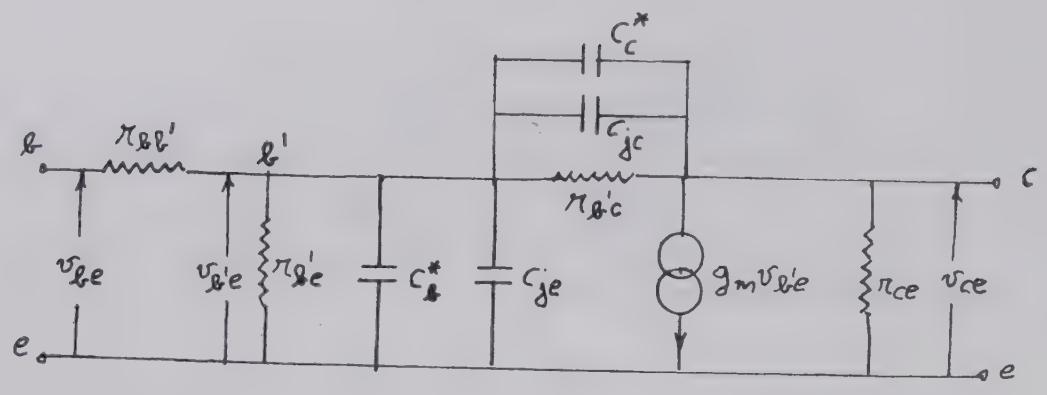


Fig. 1 11) Schéma naturel du transistor bipolaire

Nous pouvons établir :

$$C_{b'c} = C_c^* + C_{jc} \qquad 1.\ 43$$

$$C_{b'e} = C_b^* + C_{je} \qquad 1.\ 44$$

Dans la suite de notre exposé, nous utiliserons les notations équivalentes suivantes :

$$C_c \equiv C_{b'c}$$

$$C_b \equiv C_{b'e}$$

$$r_b \equiv r_{b'e}$$

D'après la théorie des jonctions P-N, on a :

$$C_{jc} \gg C_c^* \qquad 1.\ 45$$

$$C_b^* \gg C_{je} \qquad 1.\ 46$$

En conséquence, d'après les relations 1. 43 et 1. 44, on obtient :

$$C_c \simeq C_{jc} \qquad 1.\ 47$$

$$C_b \simeq C_b^* \qquad 1.\ 48$$

Le schéma de la figure 1. 11) est valable jusqu'à des fréquences telles que (voir (5)) :

$$\omega \leq \frac{\omega_\alpha}{5} \qquad 1.\ 49$$

L'intérêt essentiel de ce schéma équivalent est qu'aucun de ses paramètres ne dépend de la fréquence.

Etant donné qu'aux fréquences élevées la réaction entre l'électrode de collecteur et celle de base est pratiquement capacitive, $r_{cb'}$ peut être négligé par rapport à C_b . On peut également négliger la résistance r_{ce} si l'on suppose la résistance de charge beaucoup plus petite que celle de la sortie du transistor. Le schéma équivalent obtenu sous ces conditions pour le transistor est indiqué figure 1. 12) :

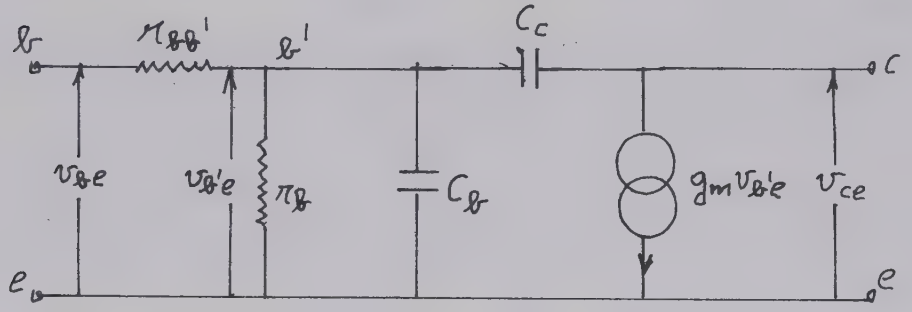


Fig. 1. 12) Schéma naturel simplifié. Configuration émetteur commun.

1. 1) 4- <u>Variation des paramètres internes du schéma naturel simplifié en fonction de la polarisation</u>

Dans la détermination du schéma naturel, nous avons considéré les conditions idéales suivantes :

- base uniforme, jonctions abruptes, faible niveau d'injection.

On peut trouver rarement ces conditions dans la pratique, ceci ne correspond pas aux variations du premier ordre dans les relations physiques ; donc, on peut s'attendre à ce que de telles relations physiques idéalisées soient valables dans un vaste domaine du courant de collecteur et de la tension collecteur.

D'après les analyses faites antérieurement, les paramètres physiques principaux sont :

- coefficient de diffusion D : indépendante de la tension et du courant,
- mobilité μ : indépendante de la tension et du courant,
- σ_b : indépendante de la tension et du courant,
- épaisseur de la base W : fonction de V_{cb} .

Pour les paramètres du schéma naturel, nous avons :

- g_m : d'après l'équation 1. 10 :

$$g_m = \frac{q}{KT} |I_c|$$

On constate que g_m est directement proportionnelle au courant I_C et indépendante de la tension collecteur.

- r_b : d'après l'équation 1. 18 r_b est inversement proportionnelle au courant de collecteur.

Dans la polarisation normale d'un transistor, on a :

$$|V_{CB}| \simeq |V_{CE}| \qquad (|V_{BE}| \simeq 0.6\ v \text{ pour Si})$$

Ceci nous permet de constater que r_b diminue quand V_{CE} augmente.

- C_b : d'après l'équation 1. 13, C_b est

directement proportionnelle au courant collecteur et diminue quand V_{CE} augmente.

- $\underline{C_C}$: étant donné que C_C est pratiquement égal à C_{jc}, d'après la relation 1. 25 C_C est indépendante du courant de collecteur et suit la loi $\left(1-\frac{V_{CE}}{V_D}\right)^{\eta}$.

Si on réalise des mesures sur un transistor, on constate certaines différences plus ou moins accusées entre les variations effectives et les variations idéales. Par exemple, en fonction des variations du courant I_c, on constate que la variation expérimentale de r_b est moins rapide que sa variation théorique.

D'autre part, si on considère par exemple la pulsation de coupure ω_β donnée par l'équation 1. 50 :

$$\omega_\beta \simeq \frac{1}{r_b C_b} \qquad 1.\ 50$$

ω_β doit être indépendante du courant de collecteur. Cependant, expérimentalement, on constate que est une fonction croissante de I_c (6) . Ceci indique que la variation de r_b est plus importante que la variation de C_b .

Ces vérifications expérimentales mettent en évidence la nécessité de considérer un modèle réel des transistors dans lequel il faut considérer par exemple les pentes latérales et en surface, c'est-à-dire faire une analyse bidimensionnelle.

1. 1) 5- Modifications du schéma naturel

Pour mieux modéliser le comportement dynamique dans des domaines plus larges de polarisation et de fréquence, il existe des schémas plus élaborés. La figure 1. 13 présente

le modèle d'un transistor faible niveau (4) , pouvant être utilisé jusqu'au domaine des très hautes fréquences.

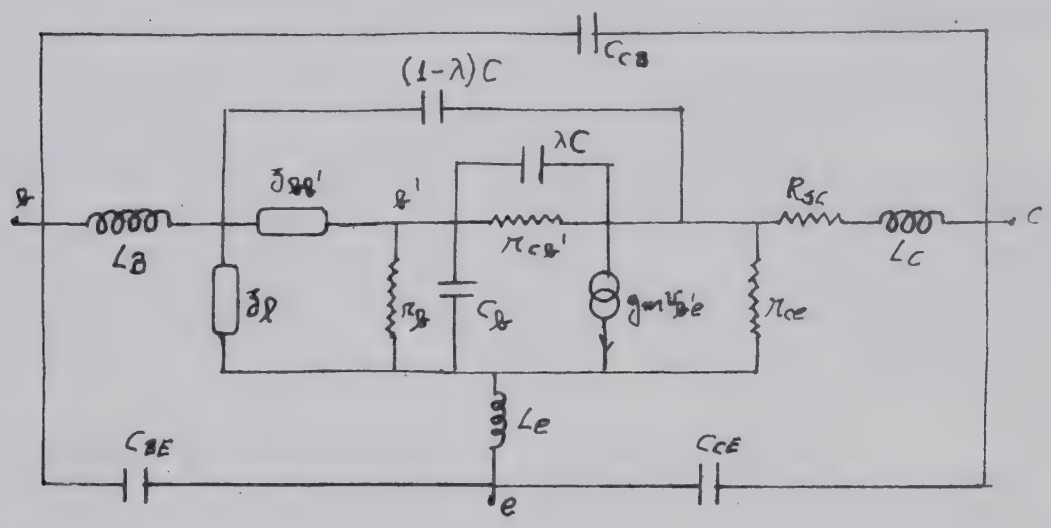


Fig. 1. 13 Schéma pour très hautes fréquences.

On a tenu compte :

- du modèle unidimensionnel classique ramené aux points s', e', c' ,

- d'une capacité λC et $(1-\lambda)C$, tenant compte respectivement de la capacité collecteur-base correspondant au modèle unidimensionnel et celle en dehors de la zone active normale qui existe sur tout transistor diffusé ; en pratique $\lambda \simeq 0.3$,

- d'une impédance complexe $\mathfrak{Z}_{ss'}$, correspondant à un modèle à constantes réparties,

- d'une impédance latérale et de surface $\mathfrak{Z}_l$,

- des selfs liées aux fils entre substrat et boitier et à la structure d'implantation dans le circuit,

- des capacités parasites, tenant compte du montage

du transistor au boitier.

En considérant le domaine de fréquence de travail, nous pouvons simplifier le schéma de la figure 1. 13.

1. 1) 6- Le transistor bipolaire comme quadripôle

En considérant le transistor comme un quadripôle (figure 1. 14), on peut connaître, sans considérer sa structure interne du point de vue physique, ses propriétés électriques pour un point de polarisation et à une fréquence donnée au moyen d'un nombre de paramètres le plus réduit possible. Ces paramètres permettent l'étude de l'association d'un ou plusieurs quadripôles.

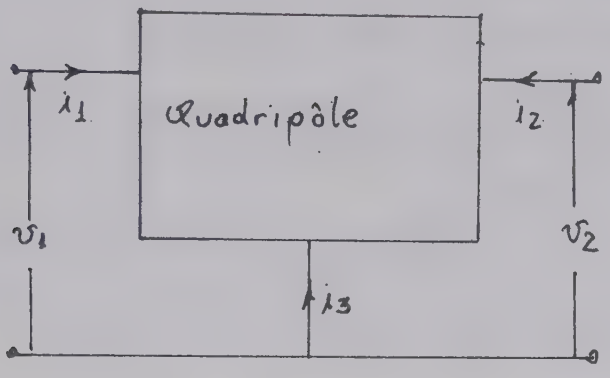


Fig. 1. 14 Quadripôle

Parmi tous les paramètres que caractérise un quadripôle, les plus utilisés pour le transistor bipolaire sont :

Paramètres hybrides : h_{ij}

On défini les paramètres h_{ij} de la façon suivante :

$$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2$$

Ce type de paramètre est surtout utilisé en basse fréquence car sa dépendance par rapport à la fréquence rend très complexe son utilisation en haute fréquence.

Paramètres admittances : y_{ij}

Définition :

$$i_1 = y_{11} v_1 + y_{12} v_2$$

$$i_2 = y_{21} v_1 + y_{22} v_2$$

Malgré la dépendance de ces paramètres par rapport à la fréquence, ils sont très utilisés en haute fréquence car ils sont plus faciles à mesurer vis-à-vis des paramètres .

Paramètres impédances : z_{ij}

Définition :

$$v_1 = z_{11} i_1 + z_{12} i_2$$

$$v_2 = z_{21} i_1 + z_{22} i_2$$

Les paramètres z_{ij} sont utilisés dans la détermination des paramètres de deux quadripôles disposés en série.

Paramètres de transfert direct : a_{ij} et de transfert inverse : b_{ij}

Une autre façon, très utilisée, de caractériser un quadripôle est d'exprimer la façon dont s'effectue le transfert d'énergie entre l'entrée et la sortie.

Paramètres de transfert direct a_{ij}

L'énergie circulant de l'entrée vers la sortie, on peut la représenter de la façon indiqué figure 1. 15).

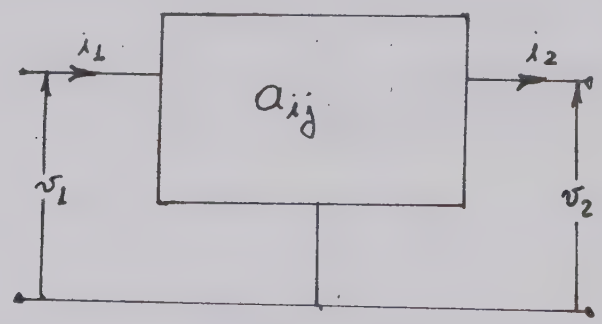


Fig. 1. 15) Paramètres a_{ij} d'un transistor.

Définition :

$$v_1 = a_{11} v_2 - a_{12} i_2$$

$$i_1 = a_{21} v_2 - a_{22} i_2$$

Paramètres de transfert inverse b_{ij}

On peut relier l'énergie recueillie en sortie à l'énergie disponible à l'entrée en utilisant les paramètres

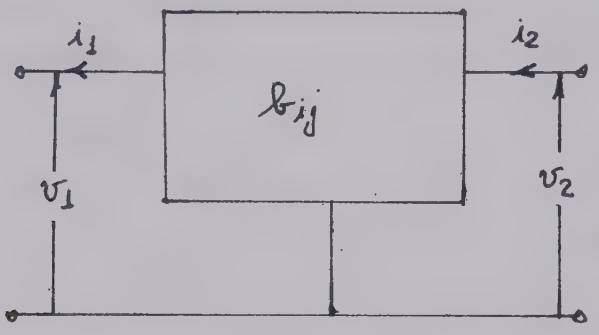


Fig. 1. 16) Paramètres b_{ij} *d'un transistor.*

Définition :

$$v_2 = b_{11} v_1 - b_{12} i_1$$

$$i_2 = b_{21} v_1 - b_{22} i_1$$

Les paramètres a_{ij} *et* b_{ij} *n'ont pas de signification physique particulière.*

Transformation des paramètres :

Dans un quadripôle, on peut exprimer un type de paramètre en fonction d'un autre, ce qui permet de connaître un type déterminé, d'obtenir ceux que l'on veut utiliser. Par exemple, les paramètres de transfert ne sont pas toujours accessibles directement ; il est donc utile de pouvoir les exprimer par exemple en fonction des paramètres h_{ij} *ou* y_{ij} *qui sont plus accessibles.*

Il est possible d'exprimer les paramètres élec-

triques en fonction des paramètres du schéma naturel et réciproquement.

1. 1) 7- Dynamique du transistor bipolaire (7)

Dans le cas de faibles signaux, on considère que le schéma équivalent du transistor est parfaitement linéaire, c'est-à-dire que, bien que la caractéristique d'entrée du transistor soit une exponentielle, l'excursion de la tension alternative émetteur-base autour du point de fonctionnement est suffisamment faible pour que la courbure de la caractéristique d'entrée en ce point puisse être assimilée à une droite.

Lorsque la tension d'entrée du transistor augmente, il est nécessaire de tenir compte de la courbure de la caractéristique d'entrée. Ceci se traduit par une distorsion du signal, le courant de repos augmente en même temps qu'on note dans les courants émetteur, colllecteur et base la présence d'harmoniques du signal. Dans ce cas, il faut modifier le schéma équivalent linéaire en fonction de l'amplitude du signal pour expliquer le fonctionnement du transistor.

Si la tension instantanée émetteur-base est de la forme :

$$v(t) = V_0 + V \cos \omega t \qquad 1.51$$

avec V_0 = tension continue de polarisation,
V = amplitude du signal alternatif.

L'équation de la courbe autour du point V_0, pour $V < V_0$, devient (7) :

$$i = f(V_0 + V\cos\omega t) = f(V_0) + V f'(V_0)\cos\omega t + \cdots \qquad 1.52$$

Pour la jonction émetteur-base, on a :

$$i = I_S e^{\frac{v(t)}{V_T}} \qquad 1.53$$

avec I_S = courant de saturation de la jonction.

En portant les équations 1. 53 et 1. 51, on obtient :

$$i = I_0\left(1 + \frac{V}{U_T}\cos\omega t + \frac{V^2}{U_T^2}\cos^2\omega t + \cdots + \frac{V^n}{U_T^n}\cos^n\omega t\right) \quad 1.\ 54$$

où $I_0 = I_S e^{\frac{V_g}{U_T}}$ (courant continu de polarisation).

La série de l'équation 1. 54 sera rapidement convergente si :

$$V < U_T \quad 1.\ 55$$

L'expression 1. 55 représente la condition de linéarité du transistor. D'après la relation 1. 54, on constate que la distorsion du signal sera d'autant plus importante que celui-ci sera supérieur à U_T . A la température ambiante de 300° K, la valeur de U_T est de 25 mv .

Aux fréquences élevées, l'amplitude du signal n'a d'influence que sur le circuit d'entrée et la pente directe du transistor, l'admittance de sortie et la pente inverse restant pratiquement inchangées. Cela signifie que, dans le cas des forts signaux, il faut modifier seulement dans le schéma équivalent linéaire le circuit d'entrée et la pente directe . Si on veut aller plus loin dans cette analyse, on peut consulter la référence (7) .

L'effet de $r_{bb'}$ sur la distorsion harmonique est donné dans les relations 1. 56 et 1. 57 ci-dessous :

$$k_2 = \frac{V}{4U_T} \cdot \frac{1}{\left(1 + r_{bb'}\frac{I_g}{U_T}\right)^2} \quad 1.\ 56$$

$$k_3 = \frac{V^2}{24U_T^2} \cdot \frac{1 - 2r_{bb'}\frac{I_g}{U_T}}{\left(1 + r_{bb'}\frac{I_g}{U_T}\right)^4} \quad 1.\ 57$$

Avec I_B = courant continu de polarisation,

α_2 , α_3 coefficients de distorsion associés à l'harmonique 2 et à l'harmonique 3 respectivement.

D'après les relations 1. 56 et 1. 57, on constate que la distorsion harmonique diminue si on augmente les valeurs de $r_{bb'}$ et I_B .

1. 2) Schéma naturel des transistors V. MOS

1. 2) 1- Technologie et caractéristiques statiques du transistor V. MOS à canal vertical

Les transistors MOS classiques ont un canal horizontal, par contre le transistor V.MOS a un canal vertical ce qui a permis d'avoir un composant de puissance capable d'être utilisé dans le domaine des hautes fréquences et de présenter des caractéristiques très intéressantes pour son utilisation vis-à-vis des MOS classiques et transistors bipolaires.

Technologie du V. MOST à canal vertical par attaque anisotropique (10)

La figure 1. 17 montre la section verticale du V. MOST à canal vertical.

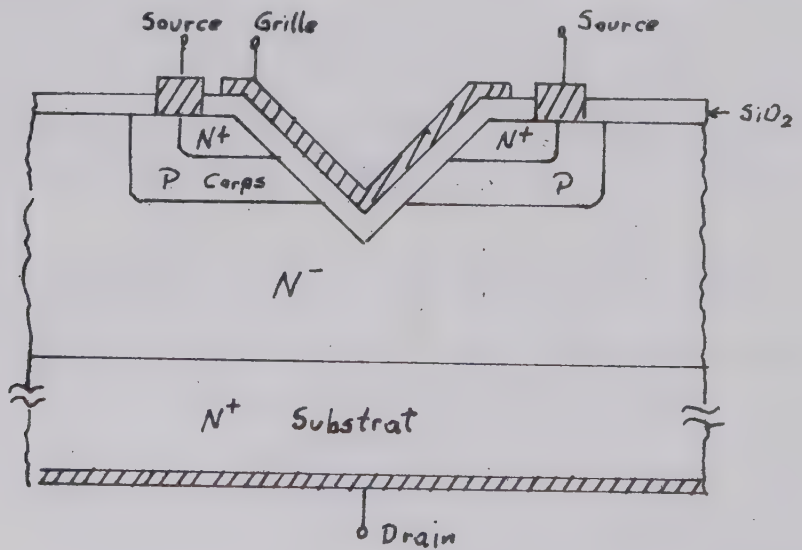


Fig. 1. 17) Coupe verticale du V.MOST à canal vertical.

Le substrat N^+ constitue le drain et offre une faible résistance de conduction ; sur ce substrat, on dépose une couche épitaxiale faiblement dopée N^- à forte résistivité. Par diffusions successives, dans la couche épitaxiale N^-, on crée le corps P dans lequel apparaîtra le canal et une couche N^+ qui détermine la source. Une gravure en V est effectuée à travers la source, le corps P et la couche épitaxiale N^-. Une couche Si_2 est alors rapportée et on métallise la sortie de source et les parois de la gravure en V que constitue la grille. Le drain est soudé au boitier.

La zone épitaxiale N^- augmente la tension de claquage en absorbant la région d'appauvrissement de la jonction drain-corps, laquelle est normalement polarisée en inverse ; d'autre part, la capacité grille-drain est réduite par la couche épitaxiale puisque la grille ne couvre que partiellement le drain dans le matériau N^-. Ceci implique une réduction du champ électrique et ce qui permet une augmentation de tension.

En fonctionnement normal, la grille et le drain sont positifs par rapport à la source. La grille produit un champ électrique qui induit un canal type N au niveau des surfaces du corps P en regard de la grille ; ce canal est très court (1,5 μm de longueur). Ce canal permet aux électrons de circuler de la source au drain. On constate d'après la figure 1. 17) la création de deux canaux, ce qui représente une augmentation de l'intensité du courant de drain.

<u>Caractéristiques statiques du V. MOS</u>
<u>Caractéristiques statiques de sortie</u>

Ces caractéristiques sont similaires à celles des MOST classiques, à savoir qu'il existe une région non saturée et une région saturée. Dans la région non saturée, c'est-à-dire aux faibles tensions de drain, la conductance du canal ne dépend que de la tension grille-source V_{GS} suivant la loi donnée par la relation 1. 58

$$G = G_0 \left[1 - \sqrt{\frac{\Phi - V_{GS}}{\Phi - V_P}} \right] \qquad 1.\ 58$$

avec :

ϕ = tension de diffusion

V_p = tension de pincement

G_0 = constante dépendant des paramètres des transistors et de la concentration des atomes donneurs.

On peut donc conclure que la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ est linéaire, la pente dépendant de la valeur de V_{GS} .

En augmentant la tension V_{DS} , le courant de drain I_D tend vers une valeur constante, à partir de la tension de pincement du canal (région de saturation). La figure 1. 18 montre un exemple des caractéristiques de sortie d'un V. MOST.

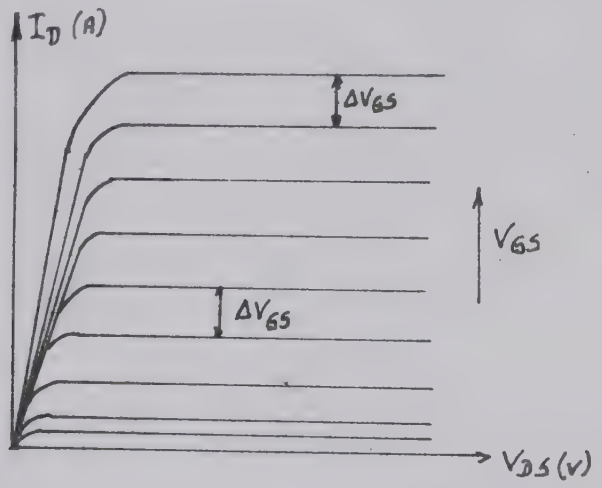


Fig. 1. 18) Caractéristiques de sortie du V.MOST.

Caractéristique de transfert

Pour les valeurs très faibles de la tension V_{GS} , la caractéristique de transfert I_D . fonction de V_{GS} pour une tension de drain-source constante varie suivant une loi en carré par rapport à V_{GS}. A partir d'une certaine valeur de cette caractéristique devient linéaire. On s'arrange pour que le V.MOST présente un canal très court. La vitesse de déplacement des porteurs dans le canal ne dépend pas du champ électrique, par suite le courant de drain ne dépend plus que de la tension V_{GS} . La figure 1. 19) montre la caractéristique de transfert d'un V.MOST.

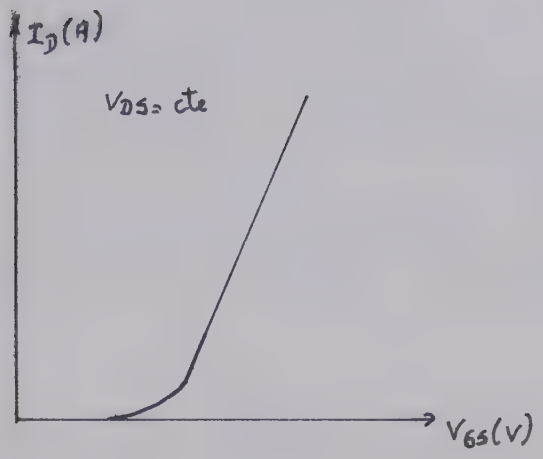


Fig. 1. 19) Caractéristique de transfert du V.MOST

Variation de la transconductance g_m

On obtient la saturation de la vitesse des porteurs quand le champ électrique en tout point du canal devient supérieure au champ critique E_c *(d'environ 2* $V/\mu m$ *à 3* $V/\mu m$ *pour un canal type N). En conséquence, il existe úne tension grille-source critique* V_{GSC} *dont l'amplitude est donnée par la relation 1. 59* 9

$$V_{GSC} = V_T + L E_C \qquad 1.\ 59$$

avec :

L = longueur du canal

V_T *= tension de cut-off*

Les relations 1. 60 et 1. 61 (13) montrent la dépendance de g_m *par rapport à la tension grille-source.*

$$g_m = \mu_{eff} \frac{Z}{L} C_{ox} (V_{GS} - V_T), \quad V_T < V_{GS} < V_{GSC} \qquad 1.\ 60$$

$$g_m = Z C_{ox} v_{sat}, \quad V_{GS} > V_{GSC} \qquad 1.\ 61$$

avec :

μ_{eff} = mobilité effective des porteurs

Z = largeur du canal

v_{sat} = vitesse de saturation des porteurs dans la zone d'inversion.

La figure 1. 20) montre la transconductance en fonction de la tension grille-source.

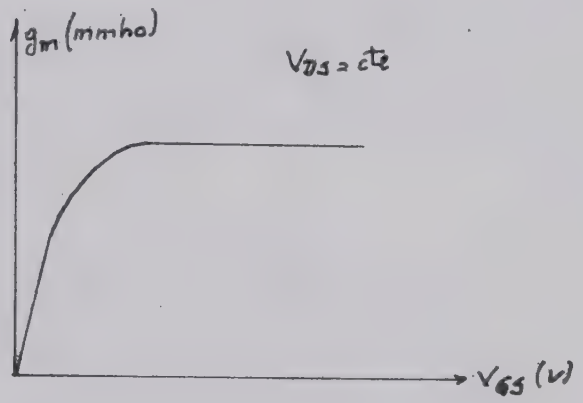


Fig. 1. 20) Transconductance g_m en fonction de la tension grille-source.

L'équation 1. 60 représente la zone dite ohmique et l'équation 1.61 représente la zone horizontale (saturation).

De façon analogue à la détermination de $g_m = g_m(V_{GS})$ on peut trouver $g_m = g_m(I_D)$ dont l'allure est représentée figure 1. 21).

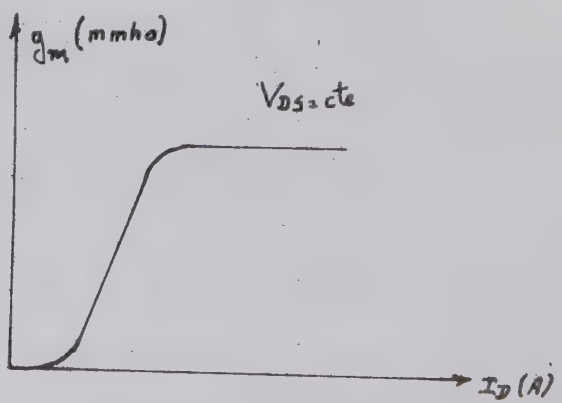


Fig. 1. 21) Transconductance g_m en fonction du courant de drain.

La linéarité de la caractéristique de transfert montre qu'à partir de certaines valeurs de V_{GS} et I_D la transconductance g_m a une valeur constante comprise pour certains transistors entre 170 et 250 mmho. C'est une caractéristique intéressante du point de vue distorsion. Dans les MOST classiques g_m n'est pas constante, I_D variant suivant une loi quadratique par rapport à V_{GS} . D'autre part, pour les MOST classiques g_m a une valeur plus faible que celle du V. MOST.

La conductance de sortie du V.MOST est plus faible que celle des MOST (Caractéristiques de sortie plus horizontales).

Par rapport aux transistors bipolaires, les V.MOST comme les MOS classiques, ont une grande impédance d'entrée en basse fréquence.

D'autre part, il n'y a pas de stockage de porteurs minoritaires. Les porteurs de charges sont contrôlés par des champs électriques plutôt que pour l'injection et recombinaison de porteurs minoritaires dans la région active. Ceci est d'une grande importance du point de vue commutation.

Par ailleurs, on ne trouve pas de second claquage, ce qui permet de les utiliser à puissances élevées.

<u>Applications du V. MOST</u>

- Du fait de sa technologie, le V. MOST est un dispositif qui peut être utilisé dans les circuits de puissance en basse fréquence ou en haute fréquence ;

- dans la région de saturation, le V. MOST est bien adapté dans les applications linéaires, à cause de la valeur constante de la pente g_m ;

- la grande impédance d'entrée et sa grande vitesse font que le V.MOST est un dispositif idéal pour la commutation ;

- comme amplificateur et préamplificateur en circuit radiofréquence, le V. MOST offre un gain élevé et un faible bruit.

1. 2) 2- Comportement du V.MOST en régime dynamique, en petits signaux

Nous donnerons un aperçu de l'analyse du comportement du V.MOST en régime dynamique et en petits signaux sans entrer dans le domaine des très hautes fréquences.

Comme tous les dispositifs, le V.MOST a des éléments parasites. Ils sont représentés dans la figure 1.22).

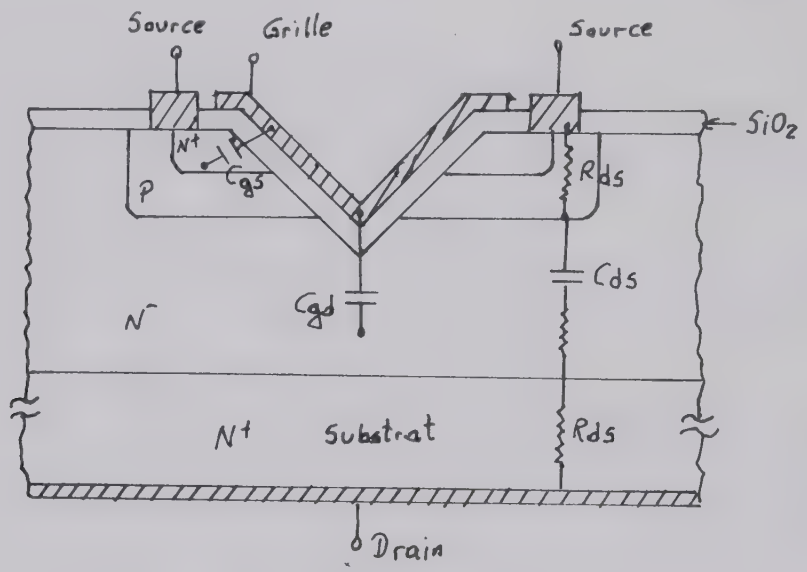


Fig. 1. 22) Représentation des principaux éléments parasites.

C_{gs} est la capacité de recouvrement grille-source,

C_{gd} est la capacité de recouvrement grille-drain,

C_{ds} est la capacité de transition de la jonction de drain-source,

R_{ds} est la résistance due aux zones diffusées entre source et drain.

Il faut considérer aussi la résistance associée R_{gs}.

En considérant les éléments intrinsèques du transistor, on peut faire un schéma équivalent en utilisant les paramètres Y figure 1. 23).

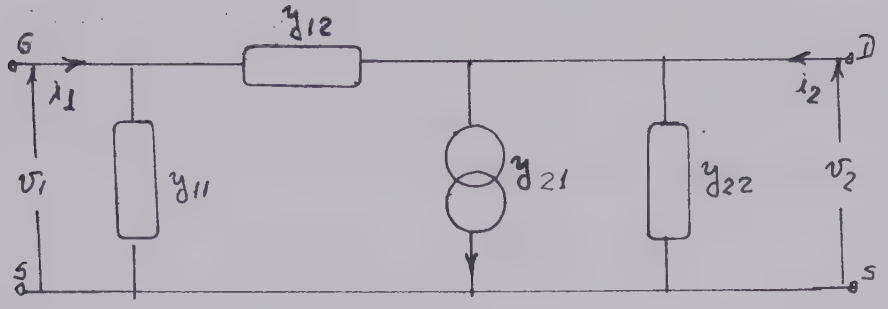


Fig. 1. 23) Schéma intrinsèque du transistor V.MOS.

D'après (8), on a :

$$y_{21} \simeq \left[\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right]_{V_{DS}} e^{-j\omega T_d} \qquad 1.62$$

avec T_d *: temps de transit des porteurs dans la zone de drain :*

$$Im\{y_{11}\} \simeq Z L C_{ox} \omega \qquad 1.63$$

avec : C_{ox} *capacité par unité de surface de la couche d'oxyde :*

L *: longueur du canal*
Z *: largeur du canal.*

Avec l'hypothèse de saturation parfaite, les expressions approchées des paramètres Y *du transistor complet sont :*

$$Y_{11} \simeq Re\{y_{11}\} + R_{gs} C_{gs}^2 \omega^2 + j\omega(ZLC_{ox} + C_{gd} + C_{gs}) \qquad 1.64$$

$$Y_{12} \simeq -j\omega C_{gd} \qquad 1.65$$

$$Y_{21} \simeq -j\omega C_{gd} + \left[\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right]_{V_{DS}} e^{-j\omega\tau_d} \qquad 1.\ 66$$

$$Y_{22} = j\omega(C_{gd} + C_{ds}) + \frac{R_{ds} C_{ds}^2 \omega^2}{1 + R_{ds}^2 C_{ds}^2 \omega^2} \qquad 1.\ 67$$

Dans une certaine gamme de fréquences, il est possible de faire l'approximation suivante :

$$|Y_{21}| \simeq \left[\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right]_{V_{DS}} = g_m \qquad 1.\ 68$$

Dans ces conditions, on peut déterminer le schéma équivalent suivant :

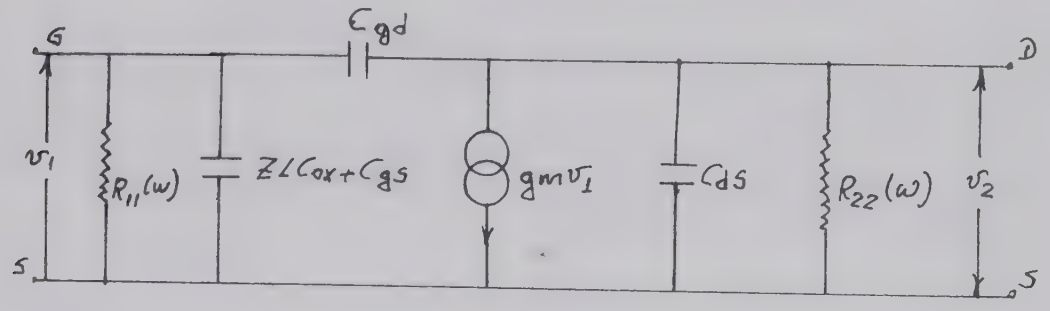


Fig. 1.24) Schéma équivalent V.MOST configuration source commune.

CHAPITRE 2

ACCES AUX MESURES DES PARAMETRES

Ce chapitre est consacré à la description et à l'application des méthodes pour la détermination indirecte des paramètres du schéma simple naturel simplifié des transistors bipolaires et des V MOST.

En tenant compte de la possibilité de l'automatisation pour la détermination de ces paramètres, nous proposons une méthode simple, basée sur des mesures de tension.

Dans ce chapitre, nous présentons d'autres méthodes de détermination des paramètres. La validité de la méthode proposée peut être établie en comparant les résultats obtenus.

2. 1) Détermination des paramètres du schéma naturel d'un transistor bipolaire par la mesure de tension et à l'aide d'un miniordinateur

La base de la méthode utilisée est la mesure des tensions e, v_1 et v_2 comme le montre la figure 2. 1).

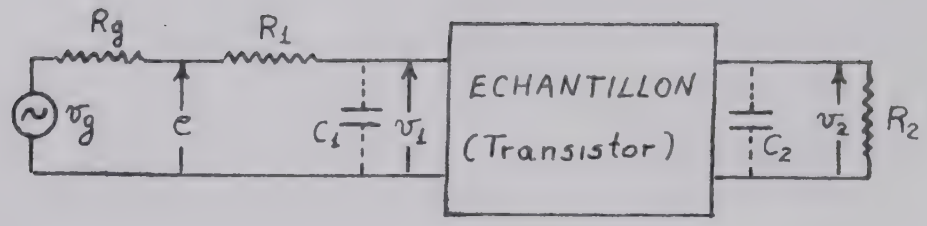


Figure 2. 1) *Circuit de mesure utilisé*

C_1 et C_2 représentent les capacités parasites inhérentes au circuit de mesure. Nous appellerons "paramètres externes" : R_1, R_2, C_1, C_2 et la fréquence du signal f.

Nous tiendrons compte du schéma naturel suivant :

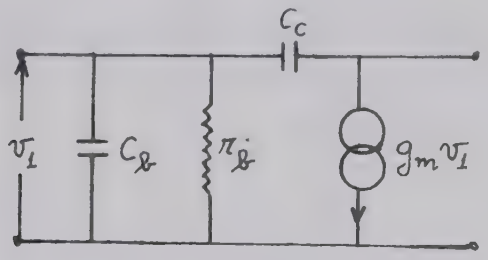


Figure 2. 2) *Schéma naturel de Giacoletto*

Par rapport au schéma habituel de Giacoletto (voir chapitre précédent), on négligera en première approximation :

- la résistance d'accès $R_{BB'}$ dont l'influence n'intervient qu'en très haute fréquence et dans le cas d'une attaque en tension. Nous reviendrons sur sa mesure en fin de chapitre ;

- les effets de réaction de la tension de sortie sur elle-même et sur l'entrée (effet Early) peuvent également être négligés si on considère un amplificateur large bande du fait que l'on se trouve le plus souvent assez près des conditions de court-circuit à la sortie (voir chapitre 3). Egalement, en

ce qui concerne les mesures, on respectera également ces conditions de court-circuit.

2. 1) 1- Méthode basée sur la mesure des tensions e, v_1 et v_2 dans deux conditions différentes des paramètres externes.

Pour obtenir une grande simplicité dans l'application de la méthode basée sur la mesure des tensions e, v et v_2, nous avons essayé de déterminer les paramètres du schéma naturel en mesurant les tensions dans deux conditions différentes des "paramètres internes" :

Principe de la méthode

On pourra poser :

$$a = \left| \frac{v_2}{v_1} \right| \qquad b = \left| \frac{v_1}{e} \right| \qquad c = \left| \frac{v_2}{e} \right|$$

a, b, c représentent des gains de transfert. Il est à remarquer que ces trois gains sont directement liés par la relation :

$$c = a\ b$$

Dans la mesure des paramètres interviennent essentiellement ces rapports et il est à noter que, du point de vue mesure, la valeur absolue des tensions importe peu (à condition de respecter une certaine dynamique) mais les valeurs relatives sont primordiales.

On choisira a et b comme gains principaux dans la mesure où a fait intervenir uniquement les paramètres de transfert et non les conditions d'entrée alors que b est surtout lié aux caractéristiques d'entrée. On peut donc prévoir ainsi une meilleure précision sur les paramètres. Cependant, ce choix est arbitraire et le résultat ou la détermination finale en restera indépendante (choix des variables de base).

En connaissant les valeurs de $(a)_0, (a)_1, (\ell)_0$ et $(\ell)_1$ nous pouvons accéder à la détermination des valeurs des paramètres g_m, r_ℓ, C_c et C_ℓ. Avec les valeurs de $(a)_0$ et $(a)_1$, on déterminera les grandeurs de transfert C_c et g_m ; avec celles-ci et les valeurs de $(\ell)_0$ et $(\ell)_1$, on déterminera les grandeurs d'entrée r_ℓ et C_ℓ.

Détermination de C_c et g_m

A partir du schéma de principe de la figure 2. 1) et du schéma équivalent introduit figure 2. 2), on peut déterminer le gain en tension intrinsèque a :

$$a = \frac{R_2 \sqrt{g_m^2 + C_c^2 \omega^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 R_2^2 (C_2 + C_c)^2}} \qquad 2.\ 1$$

Pour deux conditions de fermeture, on peut déduire les valeurs des deux paramètres internes C_c et g_m.

Ceci nous conduit à un système du deuxième degré en C_c ou g_m.

Il semble qu'il puisse exister une ambiguité mathématique sur la détermination de ces paramètres. Cependant, on peut montrer qu'il existe toujours une racine positive et une racine négative. La solution sera évidemment la racine positive. Physiquement, on peut expliquer l'unicité de la solution par le caractère de stabilité du circuit.

On trouve ainsi :

$$\frac{-t \pm \sqrt{t^2 - 4su}}{2s} \qquad 2.\ 2$$

En posant :

$$t = (R_2)_1^2 \left[(2C_2 \omega^2 a^2)_0 - (2C_2 \omega^2 a^2)_1 \right] \qquad 2.\ 3$$

$$S = (R_2)_1^2 \left[\left[\omega^2 (a^2 - 1) \right]_0 - \left[\omega^2 (a^2 - 1) \right]_1 \right] \qquad 2.\ 4$$

$$\mu = \frac{(R_2)_1^2}{(R_2)_0^2} \left[a^2 (1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2) \right] - \left[a^2 (1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2) \right]_1 \qquad 2.\ 5$$

D'où g_m :

$$g_m = \sqrt{\frac{a^2}{R_2^2} + \omega^2 (a^2 C_2^2 + a^2 C_c^2 - C_2^2 + 2 C_2 C_c)} \qquad 2.\ 6$$

Soit pour la conduire 1 ou 0.

Détermination de π_b et C_b

Comme nous l'avons indiqué précédemment, les valeurs des paramètres d'entrée π_b et C_b se déduisent de l'atténuation en tension d'entrée b. De l'étude des circuits des figures 2. 1) et 2. 2), nous déduisons :

$$\frac{1}{b} = \sqrt{\left[1 + R_1 (g_b + G_M) \right]^2 + \omega^2 R_1^2 (C_b + C_1 + C_M)^2} \qquad 2.\ 7$$

En posant :

$$G_M = \frac{\omega^2 R_2^2 C_c \left[C_c + g_m R_2 (C_c + C_2) \right]}{1 + \omega^2 R_2^2 (C_c + C_2)^2} \qquad 2.\ 8$$

Et :

$$C_M = \frac{C_c (1 + g_m R_2) + \omega^2 R_2 C_2 C_c (C_c + C_2)}{1 + \omega^2 R_2^2 (C_c + C_2)^2} \qquad 2.\ 9$$

D'après les relations précédentes, on constate qu'il est très difficile d'expliciter C_g ou g_g ; aussi, pour résoudre le problème, nous avons utilisé une méthode de résolution numérique par approximations successives.

Après certaines analyses, nous avons abouti au fait qu'on peut trouver deux cas généraux montrés dans les figures 2. 3) et 2. 4) :

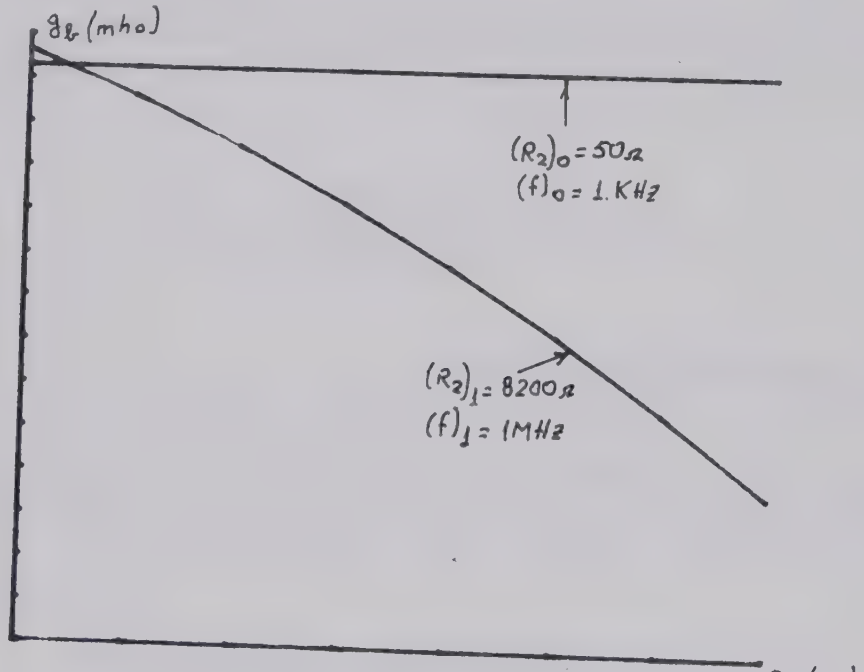


Figure 2.3

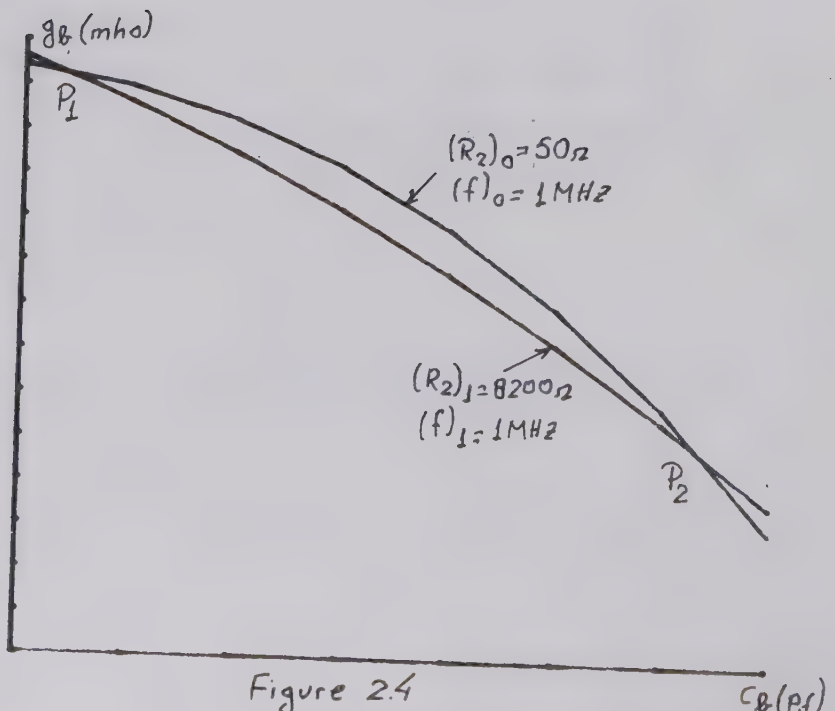


Figure 2.4

Pour le cas d'un seul point d'intersection (figure 2. 3), il n'y a pas d'ambiguité sur la détermination de r_b et de C_b . Par contre, dans le cas de deux points d'intersection, il existe seulement une solution réelle : le point P_1 ou le point P_2.

En pratique, il n'existe qu'une seule solution. Partant du principe physique et pratique, nous examinons le comportement inertiel par un développement à partir de la basse fréquence, la relation où Cb tend vers zéro représentant la solution (point P_1 de la figure). L'itération se fera donc à partir de $C_b = 0$ et non de $g_b = 0$.

Le programme 1 (voir annexe) permet le calcul de C_c , g_m , r_b et C_b en utilisant la méthode ci-dessus.

Nous avons utilisé le programme 1 et nous avons obtenu théoriquement la détermination des paramètres du schéma de Giacoletto avec la méthode de mesure des tensions et sous deux conditions différentes des paramètres externes.

Etude de la sensibilité

Pour déterminer l'application pratique de la méthode, nous avons fait l'étude de la sensibilité des valeurs des paramètres déterminées par celle-ci vis-à-vis des variations des tensions mesurées.

Pour chaque tension à mesurer, nous avons considéré une variation de 1 % de sa vraie valeur (calculée par le programme 2). Cette variation peut correspondre à la précision d'une mesure en amplitude.

Nous présentons quelques résultats dans les tableaux des figures 2-5) et 2-6).

Nous avons imposé les valeurs des résistances et capacités du circuit extérieur, excepté la résistance de

charge afin d'obtenir une bonne sensibilité dans la détermination de C_c (effet Miller). Soit :

$R_1 = 464\ \Omega$ $C_1 = C_2 = 20\ pf$ $(R_2)_0 = 50\ \Omega$ $(R_2)_1 = 8200\ \Omega$

Les résistances ont été mesurées au pont. Les capacités C_1 et C_2 représentent en fait les capacités parasites du circuit de mesure et ont été également prédéterminées.

La fréquence a été également choisie avec un écart suffisant pour avoir une bonne précision. Cependant, on ne dépasse pas une valeur de 100 MHz pour garder une validité pour nos modèles et une précision sur la mesure des amplitudes, la précision des voltmètres haute fréquence, de même que la détermination des éléments parasites devenant illusoire au-delà.

Pour un transistor 2 N 918, on a pu déterminer par le programme 1, par exemple pour un point de polarisation d'environ ($I_c = 4\ mA, V_{ce} = 5\ v$) les paramètres suivants :

$g_m = 130\ mv$; $r_b = 700\ \Omega$; $C_b = 18\ pf$; $C_c = 2\ pf$

Il est à noter que, pour garder une bonne précision liée à la linéarité, on garde la tension d'entrée constante égale à 3 mv eff.

Dans ces conditions, les tableaux des figures 2.5) et 2.6) donnent les résultats de sensibilité obtenus à partir des programmes 1 et 2.

ε_r(%)	$(e)_0$ 1,01	$(v_1)_0$ 1,01	$(v_2)_0$ 1,01	$(e)_1$ 1,01	$(v_1)_1$ 1,01	$(v_2)_1$ 1,01
$\varepsilon \pi_\beta$	2,45	-2,55		0		0
εg_m	0	0,99	-1,00	0	0	0
εC_β	14,54	56,51		-58,29		59,09
εC_c	0	11,02	-11,14	0	-11,14	11,03

Figure 2.5) $(f)_0 = 1$ KHz , $(f)_1 = 10$ MHz

ε_r %	$(e)_0$ 1,01	$(v_1)_0$ 1,01	$(v_2)_0$ 1,01	$(e)_1$ 1,01	$(v_1)_1$ 1,01	$(v_2)_1$ 1,01
εr_β	2,47	-2,54	-0,02	0,02	$\simeq 0$	0,02
εg_m	0	0.99	-1,00	0	$\simeq 0$	$\simeq 0$
εC_β	0,21	-7,17	7,93	2,99	10,18	6,45
εC_c	0	10,90	-11,01	0	-11,01	10.90

Figure 2.6) $(f)_0 = 1$ MHz , $(f)_1 = 100$ MHz

On constate :

- pour g_m : l'influence de e est négligeable : on trouve une erreur identique à la variation de tension (1 %) sur v_1 et v_2 . On sait, en effet, que g_m est directement corrélé au gain en tension intrinsèque a .

- pour C_c : l'influence de e est également négligeable ; on trouve une erreur d'environ 10 % liée à celle de v_1 ou v_2 . De même que g_m , C_c est liée au gain intrinsèque en tension. Dans notre exemple $(\omega)_1 \gg (\omega)_0$ et $(R_2)_1 \gg (R_2)_0$, ceci représente, d'après les équations 2.4) et 2.5), "s" et "t" qui deviennent négatives et n'ont pas une grande sensibilité par rapport au gain intrinsèque "a". Pour le cas de μ , les termes dus aux conditions 1 et 0 sont légèrement différents du fait de l'existence du facteur $(R_2)_1^2 / (R_2)_0^2$ (équation 2.6). Ce qui fait que μ devient positif. On a, par conséquent, une grande sensibilité de μ par rapport au gain intrinsèque.

D'autre part, en développant en série l'équation 2.3), on obtient :

$$C_c = \frac{-t \pm t\left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{4s\mu}{t^2}\right) - \frac{1}{8}\left(-\frac{4s\mu}{t^2}\right)^2 + \dots\right]}{2s}$$

Etant donné que $4s\mu/t^2$ est plus petit que 1 et en considérant les signes de s, t et μ , on a :

$$C_c \simeq -\frac{\mu}{t}$$

On constate que la variation de C_c est directement proportionnelle aux variations de μ . Ceci a pu être vérifié en étudiant la sensibilité au calculateur.

- pour r_g l'influence de e et v_1 en basse fréquence intervient normalement avec une erreur de 2,5 % ; r_g est en effet liée à l'atténuation β d'entrée en basse fréquence.

D'après l'équation 2.8), pour les basses fréquences, on obtient :

$$\frac{1}{\beta} = \sqrt{(1 + R_1 g_\beta)^2}$$

D'où : $$r_\beta = \frac{1}{\frac{1}{\beta} - 1} R_1$$

Pour une variation de 1 % sur les tensions e et v_1, on a pour r_β une erreur relative donnée par :

$$\left| \varepsilon_r \right| = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{r_\beta}{R_1}$$

où β représente la vraie atténuation d'entrée et r_β la vraie valeur de la résistance d'entrée. Donc l'erreur sur r_β est fonction de la relation entre r_β et R_1 .

L'influence des autres paramètres reste négligeable (pratiquement nulle ou non calculable par le fait d'un changement de signe possible autour du zéro dans le programme).

- <u>pour C_β</u> : C_β demeure le paramètre le plus incertain ; la précision est cependant améliorée en travaillant en haute fréquence. La sensibilité de ce paramètre pourrait être augmentée au détriment de celle de C_C en considérant une condition de court-circuit en haute fréquence (effet Miller réduit).

Le choix des fréquences conduit pour le type de transistor étudié à une plage apériodique jusqu'à environ 1 MHz. Le choix, pour la fréquence "basse" sera en dessous de cette limite et pour la fréquence "haute" notablement au-dessus.

2. 1) 2- *Méthode basée sur la mesure des tensions e, v_1 et v_2 dans trois conditions différentes des paramètres externes*

La méthode précédente nécessite la connaissance de quatre rapports de tensions soit a, b suivant deux conditions externes. Théoriquement, ceci est suffisant pour la détermination des quatre paramètres internes g_m, C_c, r_b, C_b. Cependant, on observe certaines limitations quant à la précision des mesures.

Nous allons introduire maintenant une variante de cette méthode basée sur trois conditions :

- condition 0 : basse fréquence et faible impédance, ce qui permet une évaluation correcte des paramètres réels r_b et g_m .

- condition 1 : haute fréquence et faible impédance de charge, ce qui permet d'accéder essentiellement à C_b et C_c .

- condition 2 : haute fréquence et impédance de charge élevée, ce qui permet de favoriser l'effet de C_c (effet Miller) au détriment de C_b .

Les conditions 1 et 2 permettent donc la détermination de C_b et C_c , les éléments réels r_b et g_m étant prédéterminés par la condition 0 .

En outre, nous allons examiner ici les validités de l'approximation de Miller. Si cette dernière est en effet valable, la détermination des différents paramètres peut se faire directement et analytiquement sans faire appel à une méthode de convergence numérique, ce qui peut simplifier les moyens mis en oeuvre et les temps de calcul.

Détermination de r_b et g_m

En appliquant la condition O , on considèrera le circuit équivalent de la figure 2.7) ci-dessous :

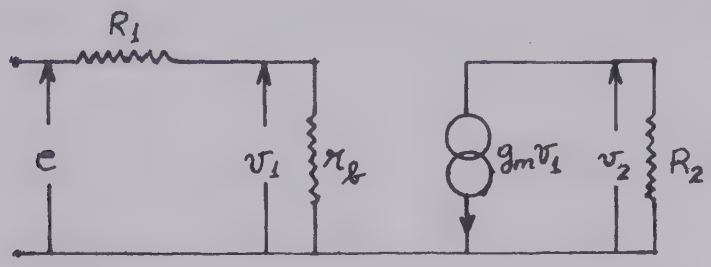


Figure 2.7) Circuit équivalent à basse fréquence pour la détermination de r_b et g_m.

R_2 est de faible valeur pour avoir la condition de "court-circuit" à la sortie.

On obtient notamment :

$$r_b = \frac{v_1}{e - v_1} R_1 \qquad 2.\ 10$$

$$g_m = \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{1}{R_2} \qquad 2.\ 11$$

$$\beta = \frac{v_2}{e - v_1} \cdot \frac{R_1}{R_2} \qquad 2.\ 12$$

Détermination de C_b et C_c

On utilise les conditions 1 et 2. Pour simplifier, on ne fera varier que la charge R_2 et on considèrera la même fréquence. Ceci a, en outre, pour avantage d'augmenter la précision dans la mesure où un dispositif à

fréquence fixe peut toujours être préétalonné et peut-être généralisé à une mesure automatique.

Le circuit équivalent à considérer est représenté sur la figure 2.8) :

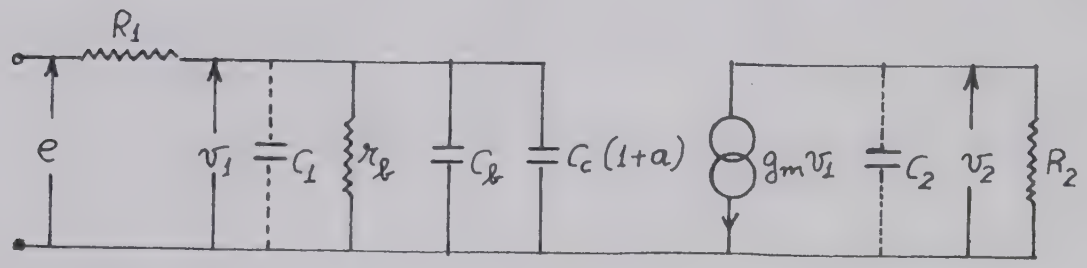


Figure 2.8) Circuit équivalent en haute fréquence pour la détermination de C_c et C_b.

On peut déduire de ce schéma en utilisant l'approximation de Miller, l'expression de la capacité totale équivalente d'entrée C^*.

$$C^* = C_1 + C_b + C_c(1+a) \qquad 2.\ 13$$

Soit en tenant compte de la mesure de b :

$$C^* = \frac{\sqrt{\frac{r_b}{b^2} - (r_b + R_1)^2}}{\omega r_b R_1} \qquad 2.\ 14$$

Des deux relations précédentes et de la connaissance préalable de b, pour les deux conditions 1 et 2, on déduit ainsi les valeurs de C_b et C_c :

$$C_c = \frac{(C^*)_2 - (C^*)_1}{(a)_2 - (a)_1} \qquad 2.\ 15$$

Et :

$$C_b = \frac{(C^*)_1[(a)_2 - 1] - (C^*)_2[1 + (a)_1] - C_1[(a)_2 - (a)_1]}{(a)_2 - (a)_1} \quad 2.\ 16$$

On constate que, pour bien déterminer C_c *et* C_b *, il faut bien connaître les valeurs de* n_b *et* R_1 *.*

Par contre, les valeurs de R_2 *et de* C_2 *n'ont pas besoin d'être prédéterminées. Effectivement, la méthode est basée sur neuf tensions ou six rapports. Ce qui nous élimine à priori la connaissance de deux paramètres externes.*

Validité de l'approximation de Miller. Choix du domaine spectral

L'approche de Miller est souvent admise dans la pratique. Cependant, afin de contrôler sa validité pour la mesure de C_b *et* C_c *, nous allons comparer les expressions dés gains intrinsèques en tension "a" et de l'atténuation d'entrée "b".*

Ainsi, avec l'approche de Miller, nous trouvons :

$$a = \frac{g_m R_2}{\sqrt{1 + \omega^2 R_2^2 (C_c + C_2)^2}} \quad 2.\ 17$$

Et :

$$b = \frac{1}{\sqrt{(1 + R_1 g_b)^2 + \omega^2 R_1^2 C^*}} \quad 2.\ 18$$

Avec un calcul exact (obtenu par exemple par la méthode des noeuds) on trouverait :

$$a^* = \frac{R_2 \sqrt{g_m^2 + \omega^2 C_c^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 R_2^2 (C_c + C_2)^2}} \quad 2.\ 19$$

$$\beta^{*} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + R_1 (g_\beta + G_M)\right]^2 + \omega^2 R_1^2 (C_\beta + C_1 + C_M)^2}} \qquad 2.\ 20$$

G_M et C_M ayant été précédemment définis au paragraphe 2. 1) 1.

Avec les deux méthodes, on obtient pour le gain intrinsèque sensiblement la même valeur à condition de respecter l'inégalité :

$$g_m \gg \omega C_c \qquad 2.\ 21$$

Si on admettait que cette inégalité n'était pas remplie, ceci correspondrait à une fréquence telle que la réaction (terme 12 ou admittance en module $|\omega C_c|$) deviendrait de l'ordre de l'activité (terme 21 ou transconductance g_m). Ce qui correspond à un domaine spectral non utilisé (gain en puissance inférieur à l'unité ; fréquence au-delà de la fréquence de transition du composant actif).

Par contre les deux méthodes diffèrent dans l'expression de l'atténuation d'entrée et plus précisément par l'introduction de G_M et C_M dans le calcul exact.

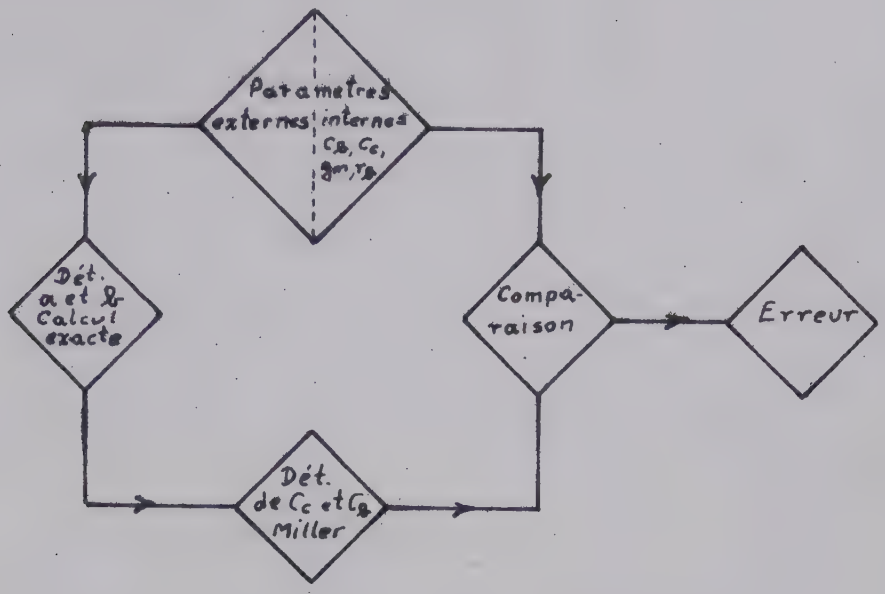
Afin d'apprécier les erreurs apportées par l'approximation de Miller, on utilisera les étapes successives suivantes :

- on se donne des valeurs pour les paramètres internes $r_\beta, C_\beta, g_m, C_c$ et externes ω et R_1, R_2, C_1, C_2 (par exemple les valeurs utilisées dans la première méthode),

- par le calcul exact, on détermine α et β ,

- par l'approche de Miller, on redéterminera les valeurs de C_β et C_c que l'on compare aux valeurs de départ.

La figure ci-dessous résume le processus :



La figure 2.9) donne une allure de l'erreur sur C_ℓ et C_c en fonction de la fréquence choisie.

L'erreur est maximale vers les basses fréquences et dans l'exemple considéré tend vers 40 % pour C_ℓ et 60 % pour C_c . Que cette erreur soit maximale vers les basses fréquences semble logique étant donné que l'influence des capacités se fait d'autant plus sentir que la fréquence est haute. Cependant, nous atteignons une allure asymptotique qu'il s'agit d'expliquer.

Par définition, on a pris : $(R_2)_2 \gg (R_2)_1$ ce qui entraîne :

$$C_2^* \gg C_1^* \quad et \quad (a)_2 \gg (a)_1$$

La valeur de C_c prévue par l'approximation de Miller $(C_c)_M$ d'après la relation 2. 15 vaut sensiblement :

$$(C_c)_M \simeq \frac{(C^*)_2}{(a)_2} \qquad 2.\ 22$$

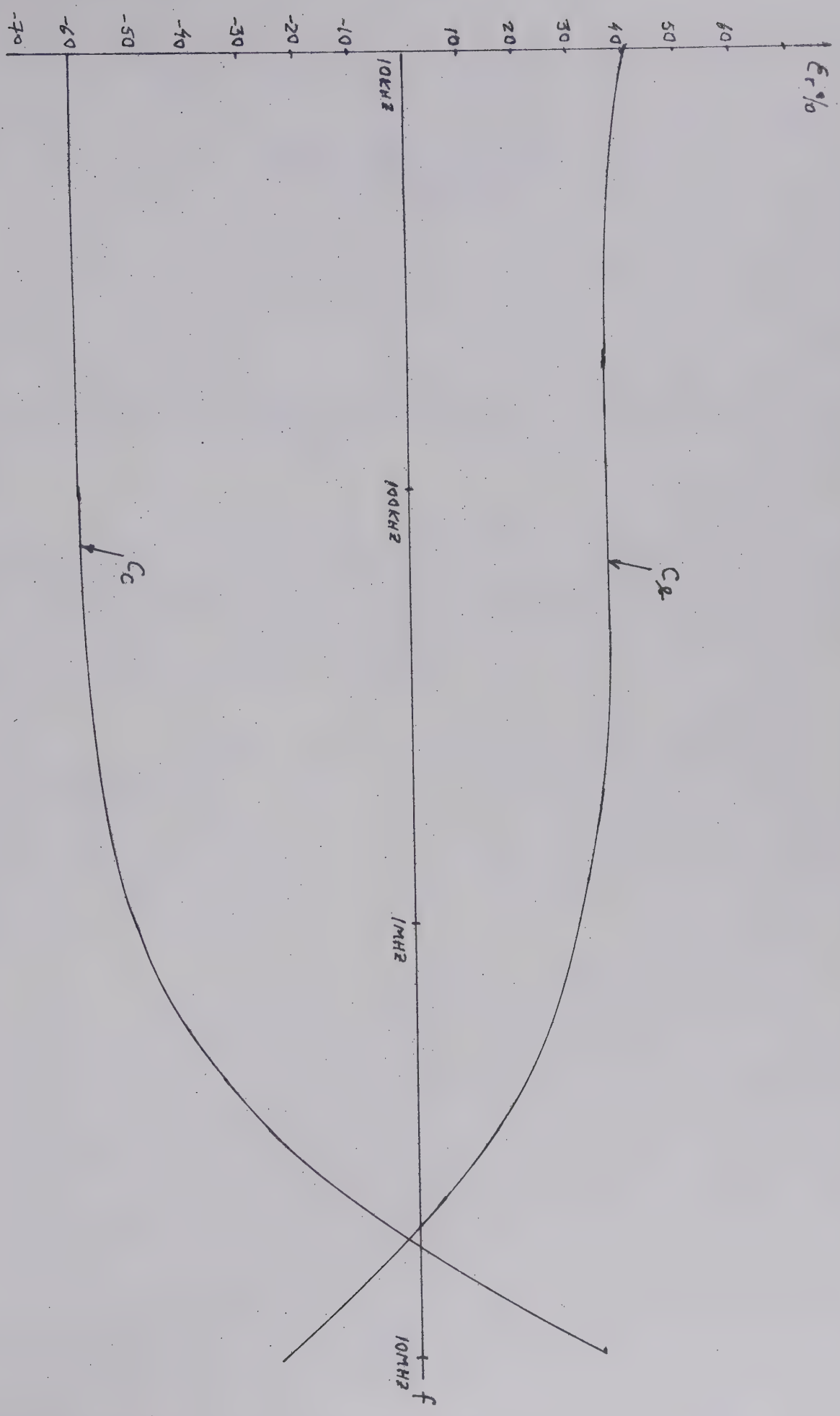


Figure 2.9. Choix du domaine spectral pour la mesure de C_c et C_b

Ou encore, d'après la relation 2.14 :

$$(C_c)_M \simeq \frac{\sqrt{\frac{\pi_g^2}{(g)_2^2} - (\pi_g + R_1)^2}}{\omega R_1 \pi_g (a)_2} \qquad 2.23$$

Soit en reportant les expressions exactes de a et g en tenant compte que $\omega \to 0$:

$$(C_c)_M \simeq \frac{\sqrt{2R_1R_2\pi_g(\pi_g+R_1)C_c[C_c+g_mR_2(C_c+C_2)]+R_1^2\pi_g^2[C_g+C_1+C_c(1+g_mR_2)]^2}}{g_mR_1R_2\pi_g} \qquad 2.24$$

On constate donc que $(C_c)_M$ tend vers une valeur finie lorsque $\omega \to 0$; cette valeur est plus grande que la valeur de C_c elle-même. De la même façon, on pourrait montrer que la valeur de C_g approchée par Miller $(C_g)_M$ tend également vers une limite en basse fréquence.

Il est à noter la grande influence du terme de la conductance G_M liée à la capacité de réaction ramenée sur l'entrée. On constate une erreur d'autant plus grande dans l'approche de Miller que R_2, C_c, C_2 sont des valeurs élevées. Il existe donc une erreur qui peut être importante dans le domaine basse fréquence.

Par contre, lorsque l'on monte en fréquence, les erreurs liées aux approximations de G_M et C_M tendent à diminuer car on doit considérer le terme fréquentiel $1+\omega^2R_2^2(C_c+C_2)^2$ intervenant aux dénominateurs des deux fonctions (relations 2.8 et 2.9). On obtient à une fréquence privilégiée, un minimum d'erreur sur C_g et C_c qui se situe dans l'exemple considéré vers 5, 6 MHz. Au-delà l'erreur s'inverse et augmente à nouveau en valeur absolue.

En conclusion, si on désire utiliser l'approximation de Miller, on devra nécessairement choisir un domaine

de fréquence où l'erreur est minimale. Ce domaine peut être cependant prévu à l'avance en se donnant des valeurs approchées à priori du composant : données du constructeur, modèle théorique lié à la polarisation. Sinon le calcul exact est nécessaire, ce qui alourdit la méthode du point de vue temps d'accès au niveau d'un mini-ordinateur.

Si on ne désire pas utiliser l'approche de Miller, la détermination de C_c et C_b peut se faire par approche numérique comme il a été fait dans la première méthode.

On tracera, pour une fréquence donnée et une valeur de charge donnée, la variation de $C_b(C_c)$ ou $C_c(C_b)$ en tenant compte des expressions de G_M et C_M, g_m et r_b ayant été prédéterminées. Toujours pour la même fréquence et pour une autre charge, on peut déduire une deuxième courbe. L'intersection de ces deux courbes détermine les valeurs de C_b et C_c .

Etude de la sensibilité

Comme il a été fait dans la première méthode, on peut examiner la sensibilité aux paramètres en se donnant une variation ou erreur sur les amplitudes de e, v_1, v_2 . *On reprend le type de transistor utilisé précédemment et la fréquence de travail a été choisie à 5 MHz ce qui correspond donc à la zone d'erreur minimale dans l'approximation de Miller. Celle-ci est de 5,9 % pour* C_c *et de 0,28 % pour* C_β .

Le tableau de la figure 2.10 ci-dessous donne les résultats de sensibilité obtenus sur l'exemple considéré à l'aide des programmes 2 et 3 :

ε_r (%)	$(e)_0$ 1,01	$(v_1)_0$ 1,01	$(v_2)_0$ 1,01	$(e)_1$ 1,01	$(v_1)_1$ 1,01	$(v_2)_1$ 1,01	$(e)_2$ 1,01	$(v_1)_2$ 1,01	$(v_2)_2$ 1,01
εr_β	2,50	-2,61	$\simeq 0$	$\simeq 0$	$\simeq 0$	$\simeq 0$	$\simeq 0$	$\simeq 0$	$\simeq 0$
εg_m	0	0,99	1,00	0	0	0	0	0	0
εC_c	-6,35	-5,46	-5,90	-4,13	-7,58	-5,98	-8,28	-4,65	-4,76
εC_β	6,23	-5,49	0,28	-12,60	12,52	0.91	1,89	-0,55	-0,48
	B.F (R_2 faible)			H.F. (R_2 faible)			H.F. (R_2 elevée)		

Figure 2. 10 Sensibilité sur r_β, g_m, C_c *et* C_β .

On peut noter :

- *<u>pour</u>* g_m *: l'erreur demeure directement celle de* v_2 *et* v_1 *soit encore du gain intrinsèque en tension basse fréquence. C'est le paramètre qui est déterminé avec le plus de précision.*

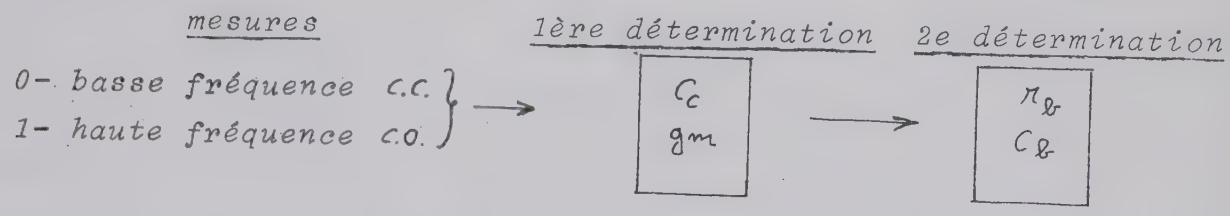
- pour r_g : l'erreur est directement liée à celle de e et v_1 en basse fréquence, soit celle de l'atténuation d'entrée β. Elle peut être modifiée en jouant sur la valeur de la résistance externe R_1.

- pour C_c : on retrouve l'erreur liée à l'approche de Miller et également à la prédétermination de r_g.

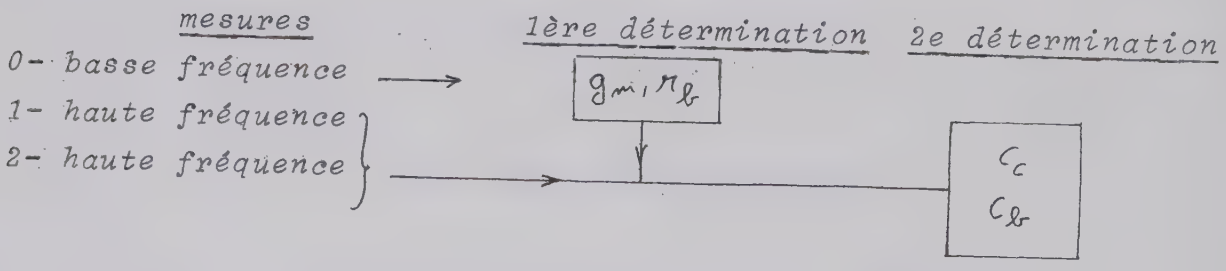
- pour C_g : l'erreur est maximale et dépend essentiellement des mesures de e et v_1 en haute fréquence et sortie en court-circuit (voir le principe de détermination plus haut). Ce paramètre demeure, comme dans la méthode précédente, le plus incertain.

Si nous comprenons les deux méthodes introduites, nous pouvons résumer leurs principes par les tableaux suivants :

1ère méthode :



2ème méthode :



La première méthode n'est donc pas redondante ce qui justifie le fait que la détermination de certains paramètres devient illusoire notamment celui de C_g. La deuxième méthode, légèrement plus longue puisqu'elle nécessite neuf

mesures présente l'avantage de pouvoir mesurer C_{β} avec une meilleure précision (cas de haute fréquence en court-circuit mieux adapté). Il existera donc un compromis entre un choix très grand de mesures redondantes où la précision pourra être améliorée ou un choix rigoureux de mesures adéquates réduisant le temps d'acquisition. Il est à noter que la deuxième méthode maintient une fréquence fixe pour les conditions haute fréquence ce qui permet d'adopter un système de mesure figé et précis.

Des deux méthodes introduites, basées sur les mesures d'amplitude, nous pourrons tirer les conclusions suivantes :

- il est possible par des méthodes simples de mesure d'amplitude d'accéder aux valeurs des paramètres internes,

- il existe cependant des précautions à prendre quant au choix des fermetures : valeurs des résistances, domaine de fréquences,

- ces mesures peuvent être automatisées et la détermination à l'aide d'un minicalculateur est prouvée,

- cependant, il est à noter certaines fourchettes pour la détermination de ces paramètres. Il faudra donc en tenir compte dans l'utilisation ultérieure de ces données,

- on a remarqué que cette précision dépendait du type de paramètre interne cherché. Par ordre de facilité dans la détermination : $g_m, \pi_{\beta}, C_c, C_{\beta}$,

- il est à noter cependant que ceci n'est pas forcément un handicap pour le calcul pratique d'un amplificateur car la hiérarchie remarquée est corrélée également à celle de

la sensibilité pratique au niveau de l'amplificateur.

2. 2) Moyens d'analyse fine et d'accès à des paramètres particuliers

Afin de comparer les résultats des méthodes précédentes et d'introduire aussi de nouvelles méthodes de caractérisation, nous étudierons successivement :

- *les méthodes de mesure au pont de capacités,*
- *les mesures fréquentielles en phase et amplitude de la fonction de transfert en courant par une méthode originale optoélectronique,*
- *enfin, une méthode de détermination des paramètres de deuxième ordre que constitue la résistance d'accès d'entrée* $R_{BB'}$.

2. 2) 1- Mesures au pont capacimètre

Nous avons utilisé un pont de mesures de capacité BOONTON ELECTRONICS 75 A-S8 à fréquence fixe 1 MHz . Ce pont permet d'accéder de façon précise à la capacité équivalente d'un dipôle à faible angle de perte. Il est donc bien adapté à la mesure des capacités de sortie d'un transistor bipolaire.

Nous avons utilisé trois configurations limites :
- *montage (EC) ou (BC) entrée en court-circuit,*
- *montage (EC) entrée en circuit ouvert,*
- *montage (BC) entrée en circuit ouvert.*

Notre étude tiendra compte d'un schéma plus complet relatif aux capacités (voir chapitre I).

Montage émetteur commun (EC) ou (BC) avec l'entrée en court-circuit ($v_1=0$)

Soit le montage de principe :

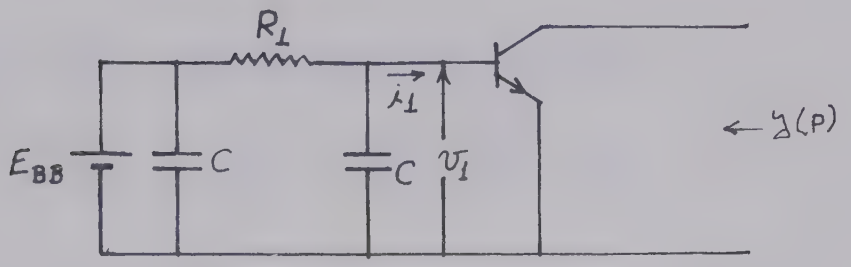


Figure 2. 11)

Soit le circuit équivalent :

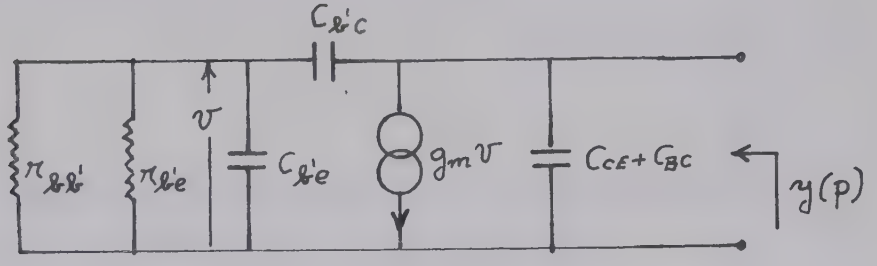


Figure 2. 12)

D'où l'on déduit l'admittance de sortie y(p) :

$$y(p)=\frac{i}{e}=\frac{\left[(C_{CE}+C_{CB}+C_{b'c})(g_{bb'}+g_{b'e})+g_m C_{b'c}\right]p+\left[(C_{CE}+C_{CB})C_{b'c}+C_{b'e}(C_{CE}+C_{CB}+C_{b'c})\right]p^2}{(g_{bb'}+g_{b'e})+(C_{b'c}+C_{b'e})p}$$

Soit en régime sinusoïdal et pour la partie imaginaire de y :

$$Im\{y(\omega)\} = \frac{A+B}{(g_{BB'}+g_{B'e})^2+\omega^2(C_{B'C}+C_{B'e})^2}\omega \qquad 2.\ 26$$

$$A=[(C_{CE}+C_{BC}+C_{B'C})(g_{BB'}+g_{B'e})+g_m C_{B'C}](g_{BB'}+g_{B'e})$$

$$B=\omega^2[(C_{CE}+C_{BC})C_{B'C}+C_{B'e}(C_{CE}+C_{BC}+C_{B'C})](C_{B'C}+C_{B'e})$$

Pour la fréquence d'utilisation (1 MHz) et les composants utilisés, on admettra un développement basse fréquence donnant une valeur de capacité équivalente C_1^* de sortie :

$$C_1^* \simeq C_{CE}+C_{BC}+[1+g_m(r_{BB'}\|r_{B'e})]C_{B'C} \qquad 2.\ 27$$

Montage EC avec l'entrée à circuit ouvert ($\lambda_1=0$)

Soit le montage de principe :

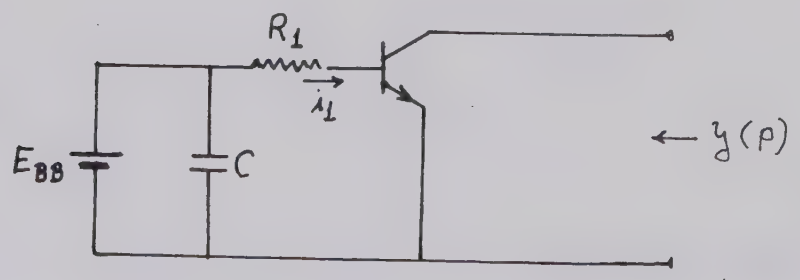


Figure 2. 13)

Soit le circuit équivalent :

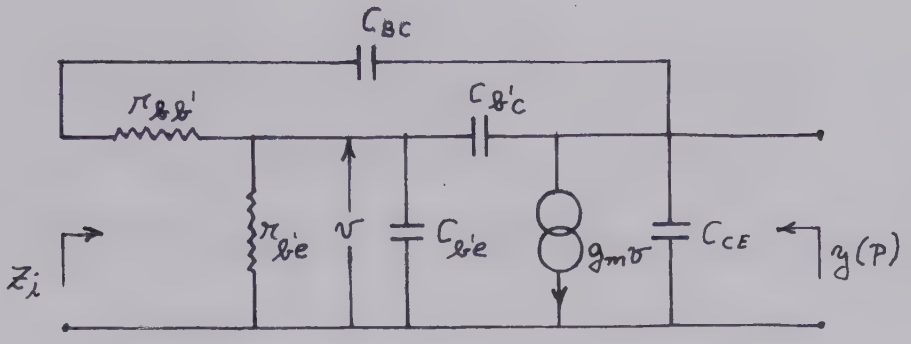


Figure 2. 14)

On considère : $R_1 \gg Z_i$

D'où l'on déduit l'admittance de sortie :

$$y(P) = \frac{CP + DP^2 + EP^3}{g_{BB'} g_{B'E} + \left[g_{BB'}(C_{B'E} + C_{B'C}) + C_{BC}(g_{BB'} + g_{B'E})\right]P + C_{BC}(C_{B'E} + C_{B'C})P^2}$$

2. 28

Avec :

$$C = g_m g_{BB'}(C_{B'C} + C_{BC}) + (C_{CE} + C_{BC} + C_{B'C})\, g_{BB'} g_{B'E}$$

$$D = C_{CE}\left[C_{BC}(g_{BB'} + g_{B'E}) + g_{BB'}(C_{BE} + C_{B'C})\right] + C_{BC} C_{B'C}(g_m + g_{B'E}) + C_{B'E}\, g_{BB'}(C_{BC} + C_{B'C})$$

$$E = C_{CE}(C_{BC} C_{B'E} + C_{BC} C_{B'C}) + C_{BC} C_{B'C} C_{B'E}$$

D'où en posant $P = j\omega$

$$Im\left\{y(\omega)\right\} = \frac{(F + G + H)\omega}{\left[g_{BB'} g_{B'E} - \omega^2 C_{BC}(C_{B'E} + C_{B'C})\right]^2 + \left[g_{BB'}(C_{B'E} + C_{B'C}) + C_{BC}(g_{BB'} + g_{B'E})\right]^2 \omega^2}$$

2. 29

Avec :

$$F=[g_m g_{bb'}(C_{b'c}+C_{Bc})+g_{bb'}g_{b'e}(C_{cE}+C_{Bc}+C_{b'c})][g_{bb'}g_{b'e}-\omega^2 C_{Bc}(C_{b'e}+C_{b'c})]$$

$$G=-[C_{cE}(C_{Bc}C_{b'e}+C_{Bc}C_{B'c})+C_{Bc}C_{B'c}C_{b'e}][g_{bb'}g_{b'e}-\omega^2 C_{Bc}(C_{b'e}+C_{b'c})]\omega^2$$

$$H=\{C_{cE}[C_{Bc}(g_{bb'}+g_{b'e})+g_{bb'}(C_{b'e}+C_{B'c})]+C_{B'c}C_{Bc}(g_m+g_{b'e})+C_{b'e}g_{bb'}(C_{Bc}+C_{B'c})\}[g_{bb'}(C_{b'e}+C_{b'c})+C_{Bc}(g_{bb'}+g_{b'e})]\omega^2$$

Par un développement au premier ordre, basse fréquence, on peut écrire :

$$Im\{y(\omega)\}\simeq[(\beta+1)(C_{b'c}+C_{Bc})+C_{cE}]\omega \qquad 2.\ 30$$

Soit :

$$C_2^*\simeq[(\beta+1)(C_{b'c}+C_{Bc})+C_{cE}] \qquad 2.\ 31$$

Montage base commune avec l'entrée en circuit ouvert ($\lambda_1=0$)

Soit le montage de principe :

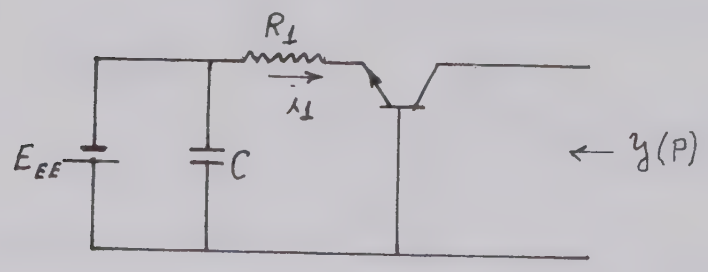


Figure 2. 15)

Soit le circuit équivalent :

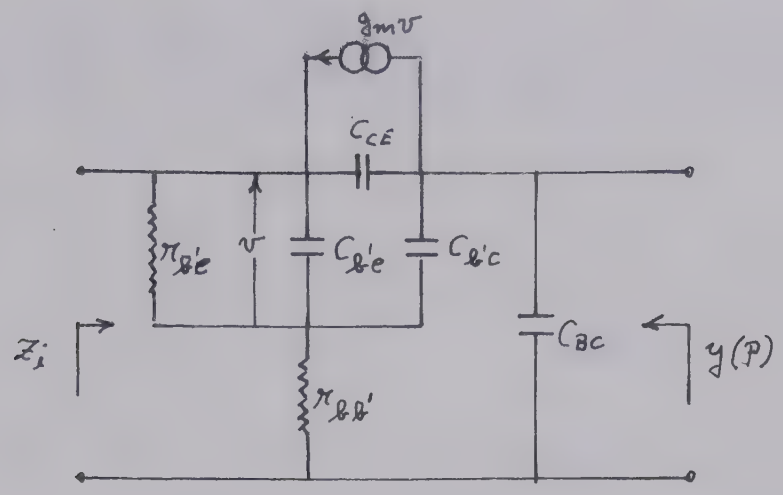


Figure 2. 16)

On pourra considérer : $R_1 \gg Z_i$

$$y(P) = \frac{IP + JP^2 + KP^3}{g_{BB'}(-g_{B'e} - g_m) - [C_{B'c}(g_{B'e} + g_m) + g_{BB'} C_{B'e} + C_{CE}(g_{BB'} + g_{B'e})]P - [C_{B'e} C_{B'c} + C_{CE}(C_{B'e} + C_{B'c})]P^2}$$

2. 32

Avec :

$$C_1 = C_{CE} + C_{BC} + C_{B'c}$$

Et :

$$I = g_{BB'}[C_1(-g_{B'e} - g_m) + C_{CE} g_m]$$

$$J = -C_1[C_{B'c} g_{B'e} + g_{BB'} C_{B'e} + C_{B'c} g_m + C_{CE}(g_{BB'} + g_{B'e})] + C_{B'c}(C_{CE} + C_{B'c}) g_{B'e} + C_{B'c}^2 g_m + C_{CE}[C_{CE}(g_{BB'} + g_{B'e}) + C_{B'c}(g_{B'e} + g_m)]$$

$$K = -C_1[C_{B'e} C_{B'c} + C_{CE}(C_{B'c} + C_{B'e})] + C_{B'c}[(C_{CE} + C_{B'c}) C_{B'e} + C_{CE} C_{B'c}] + C_{CE}[C_{B'c} C_{CE} + C_{B'e}(C_{CE} + C_{B'c})]$$

En régime sinusoïdal, on trouve :

$$Im\left\{y(\omega)\right\} = \frac{(L+M+N)\omega}{\left\{g_{BB'}(-g_{B'e}-g_m)+\omega^2\left[C_{B'e}C_{B'c}+C_{c\varepsilon}(C_{B'e}+C_{B'c})\right]\right\}^2+\omega^2\left[C_{B'c}(g_{B'e}+g_m)+g_{BB'}C_{B'e}+C_{c\varepsilon}(g_{BB'}+g_{B'e})\right]^2}$$

2. 33

Avec :

$$L = \left\{g_{BB'}(-g_{B'e}-g_m)+\omega^2\left[C_{B'e}C_{B'c}+C_{c\varepsilon}(C_{B'e}+C_{B'c})\right]\right\} I$$

$$M = -\left\{g_{BB'}(-g_{B'e}-g_m)+\omega^2\left[C_{B'e}C_{B'c}+C_{c\varepsilon}(C_{B'e}+C_{B'c})\right]\right\} K\omega^2$$

$$N = -\left[C_{B'c}(g_{B'e}+g_m)+g_{BB'}C_{B'e}+C_{c\varepsilon}(g_{BB'}+g_{B'e})\right] J\omega^2$$

Par un développement basse fréquence, on pourra vérifier :

$$Im\left\{y(\omega)\right\} \simeq \left(C_{B'c}+C_{BC}+\frac{1}{\beta+1}C_{c\varepsilon}\right)\omega \qquad 2.\ 34$$

Si $\beta \gg 1$ *, on a finalement :*

$$C_3^* \simeq C_{BC}+C_{B'c} \qquad 2.\ 35$$

Résultats obtenus :

Nous avons effectué des mesures sur différents types de transistor et nous obtenons les résultats suivants :

MONTAGE / Type Transistor	Montage E.C ($v_1=0$) C^*_1 (p.f)	Montage E.C ($i_1=0$) C^*_2 (p.f)	Montage B.C ($i_1=0$) C^*_3 (p.f)
2N 918 N°1	1,35	114,6	1,07 **
BC 171-A	19,30	100-200 *	3,62
2N 918 N°2	1,49	186	0,98 **
2N 2222	8,30	200	5,46
EL 2434	2,34	142,8	1,33
EL 426	1,50	214	0,91 **

Figure 2. 17) Mesures obtenues au pont pour différents types de transistor ($V_{CE}=5V$, $I_C=2mA$)

Les mesures en court-circuit à l'entrée ne posent aucune difficulté et semblent toujours possibles. Par contre, pour le montage E.C. entrée en circuit ouvert, il peut se poser un problème de précision(*) lié à la valeur très grande de la capacité équivalente et du terme de conductance parallèle assez élevé. Quant au montage base commune, la mesure reste très aléatoire(**) pour les valeurs de capacité faibles ; le circuit a tendance à osciller sur des éléments parasites dont on n'a pas tenu compte. Dans certains cas, on peut stabiliser en plaçant des ferrites dans les sorties du transistor.

Des valeurs obtenues, on peut donc déduire les capacités équivalentes du transistor compte tenu des relations 2.27, 2.31 et 2.35 approchées.

Il reste cependant à justifier les approximations.

Si, dans un premier temps, on suppose l'influence de la capacité parasite C_{cf} négligeable, en tenant compte de C_1^* et C_3^*, on peut déduire par les relations approchées C_{BC} et $C_{B'c}$ à la condition cependant de connaître à priori g_m, $r_{b'e}$ et $r_{bb'}$ ($r_{bb'}$ peut être déterminée de façon indépendante - voir plus loin). La mesure de C_2^* nous permet de vérifier les valeurs ; cependant, il est à noter que cette mesure reste imprécise. Par un programme (5), on peut calculer en fonction des paramètres internes, les expressions non simplifiées de C_1^*, C_2^*, C_3^*, que l'on pourra alors comparer aux valeurs mesurées comme le montre le tableau ci-après (figure 2. 18).

Transistors VCE=6V, IC=2mA	C^*_1 mesurée (pf)	C^*_1 Calc. Prog.5 (pf)	C^*_2 mesurée (pf)	C^*_2 Calc. Prog. 5 (pf)	C^*_3 mesurée (p.f)	C^*_3 Calc. Prog5 (p.f)
2N 918 N°1	1,35	1.36	114,60	108,98	1,07	1,07
BC 171-A	19,30	19,19	100-200	142,12	3,62	3,62
2N 2222	8,30	8,35	200	239,55	5,46	5,46
EL 2434	2,34	2,33	142,8	112,90	1,33	1,33

Figure 2. 18)

On peut déduire de ce tableau la validité des expressions approchées de C_1^* et C_3^* ; la validité est également grossièrement vérifiée par C_2^* .

La légère différence quand cette dernière capacité peut être attribuée à deux phénomènes : d'une part l'imprécision de la mesure mentionnée plus haut, d'autre part la validité de l'approche basse fréquence qui n'est pas

toujours vérifiée. Notamment cette approximation ne peut être faite que sur des transistors dont la capacité d'entrée demeure faible et donc aussi pour des courants de polarisation pas trop élevés.

En conclusion, la mesure à l'aide d'un pont à fréquence moyenne permet une assez bonne détermination des capacités collecteur base C_{BC} et $C_{\mathscr{B}C}$. Cette mesure peut être facilement automatisée soit par l'utilisation d'un pont automatique ou encore d'un dispositif simple tel qu'un oscillateur dans lequel est incorporé le composant à mesurer et dont on évalue simplement le glissement en fréquence.

D'autre part, la valeur globale ($C_{BC} + C_{\mathscr{B}C}$) recouvre les mesures de C_C faites à partir des amplitudes.

2. 2) 2- Mesure du $\beta(\omega)$ par une méthode photoélectrique de bi-injection

Nous nous proposons de faire une étude la plus exacte possible de la variation fréquentielle du gain en courant de court-circuit émetteur commun $\beta(\omega)$. Nous avons mis au point au Laboratoire de Semiconducteurs et d'Optoélectronique une méthode de mesure originale pour étudier cette fonction de transfert (réf. 16).

Description générale de la méthode :

Nous avons le dispositif expérimental suivant :

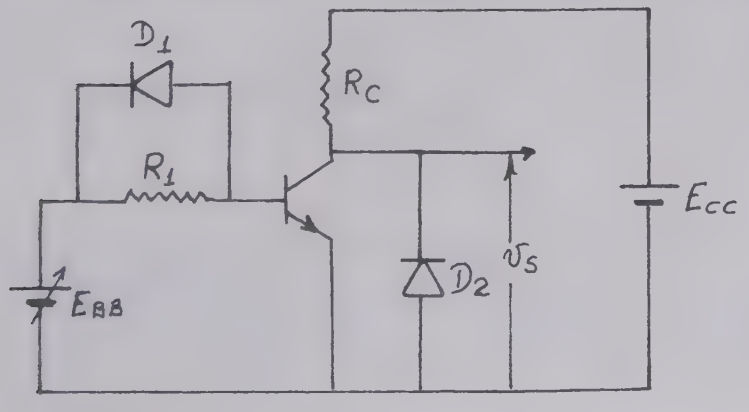


Figure 2. 19)

On éclaire successivement les photodiodes D_1 et D_2 par une lumière modulée sinusoïdalement.

Au point de vue dynamique, nous obtenons le schéma équivalent suivant :

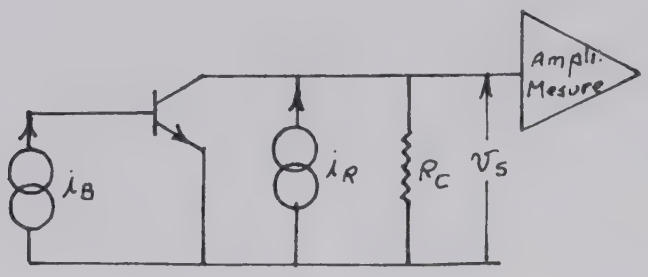


Figure 2. 20)

i_B *et* i_R *représentent les photocourants des diodes* D_1 *et* D_2 .

Lorsqu'on n'éclaire que la photodiode D_1 , *nous avons en sortie :*

$$v_S = v_{S1} = i_C R_C = \beta(\omega) i_B R_C \qquad 2.\ 36$$

En éclairant uniquement la photodiode , *nous aurons de même :*

$$v_S = v_{S2} = i_R R_C \qquad 2.\ 37$$

$$\frac{v_{S1}}{v_{S2}} = \frac{\beta(\omega) i_B R_C}{i_R R_C} = \beta(\omega) \frac{i_B}{i_R} \qquad 2.\ 38$$

On éclaire alternativement les photodiodes D_1 *et* D_2 *par une lumière modulée sinusoïdalement en amplitude. On s'arrange pour que le terme* i_B / i_R *soit apériodique. Nous*

obtenons ceci en choisissant deux photodiodes appairées préalablement par une méthode photofréquentielle (réf. 13)

Ce dispositif est encore amélioré en choisissant une longueur d'onde peu pénétrante de façon que les photodiodes présentent séparément une réponse photofréquentielle sensiblement apériodique (réf. 14).

Donc, nous déduisons :

$$\frac{v_{s1}}{v_{s2}} = \beta(\omega) \qquad 2.\ 39$$

v_{s1} / v_{s2} est une valeur normalisée.

Soit :

$$\left|\beta(\omega)\right| = \left|\frac{v_{s1}}{v_{s2}}\right| \qquad 2.\ 40$$

Et :

$$\varphi_\beta(\omega) = \left|\varphi_{v_{s1}} - \varphi_{v_{s2}}\right| \qquad 2.\ 41$$

Résultats des mesures

Il est possible de tracer la phase et l'amplitude du gain $\beta(\omega)$. Il est à noter que, par la méthode photoélectrique comparative introduite, on détermine les variations dues en courant de court-circuit bien que du point de vue pratique le transistor ne soit pas en court-circuit (réf. 15).

Ceci à l'avantage de pouvoir travailler sur des impédances de charges assez grandes pour avoir une bonne sensibilité.

Les figures 2. 21) et 2. 22) représentent un type de variation obtenue pour le transistor 2 N 918 n°2 précédemment étudié et pour deux conditions de polarisation.

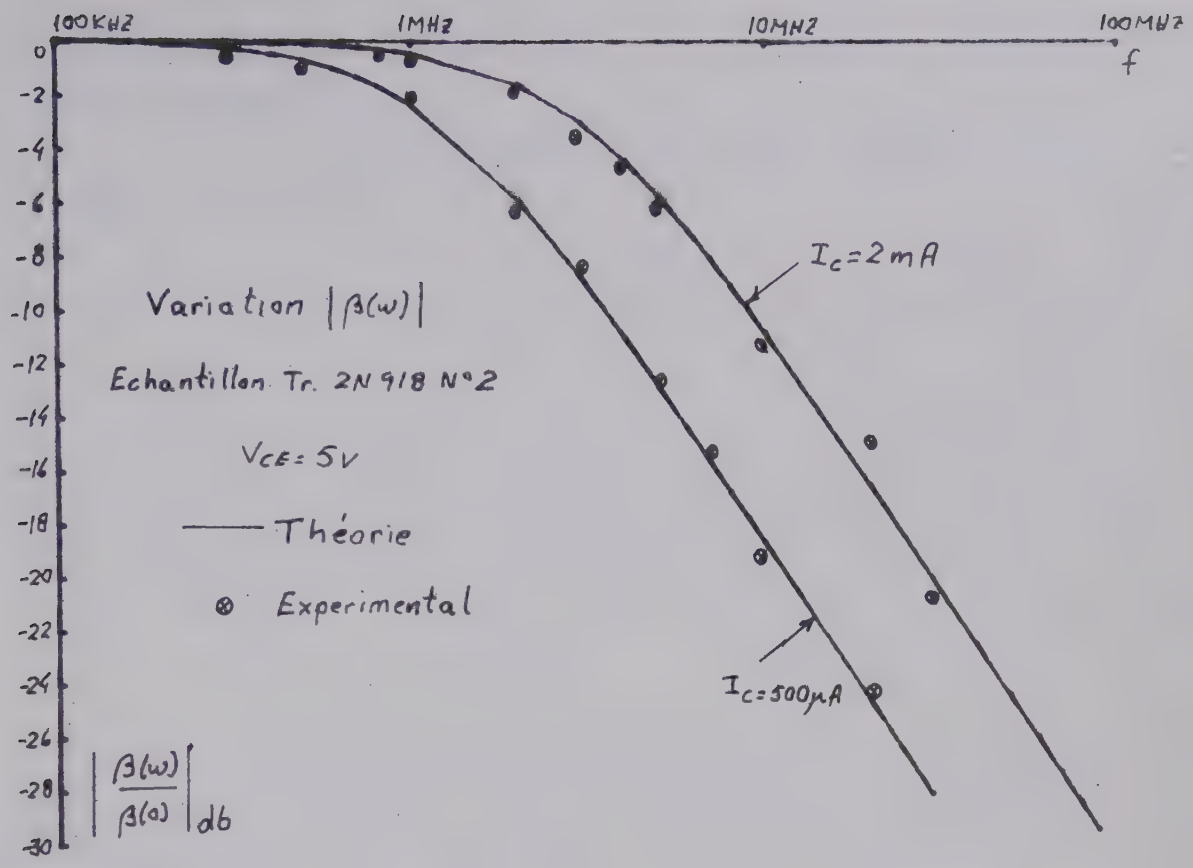


Figure 2.21

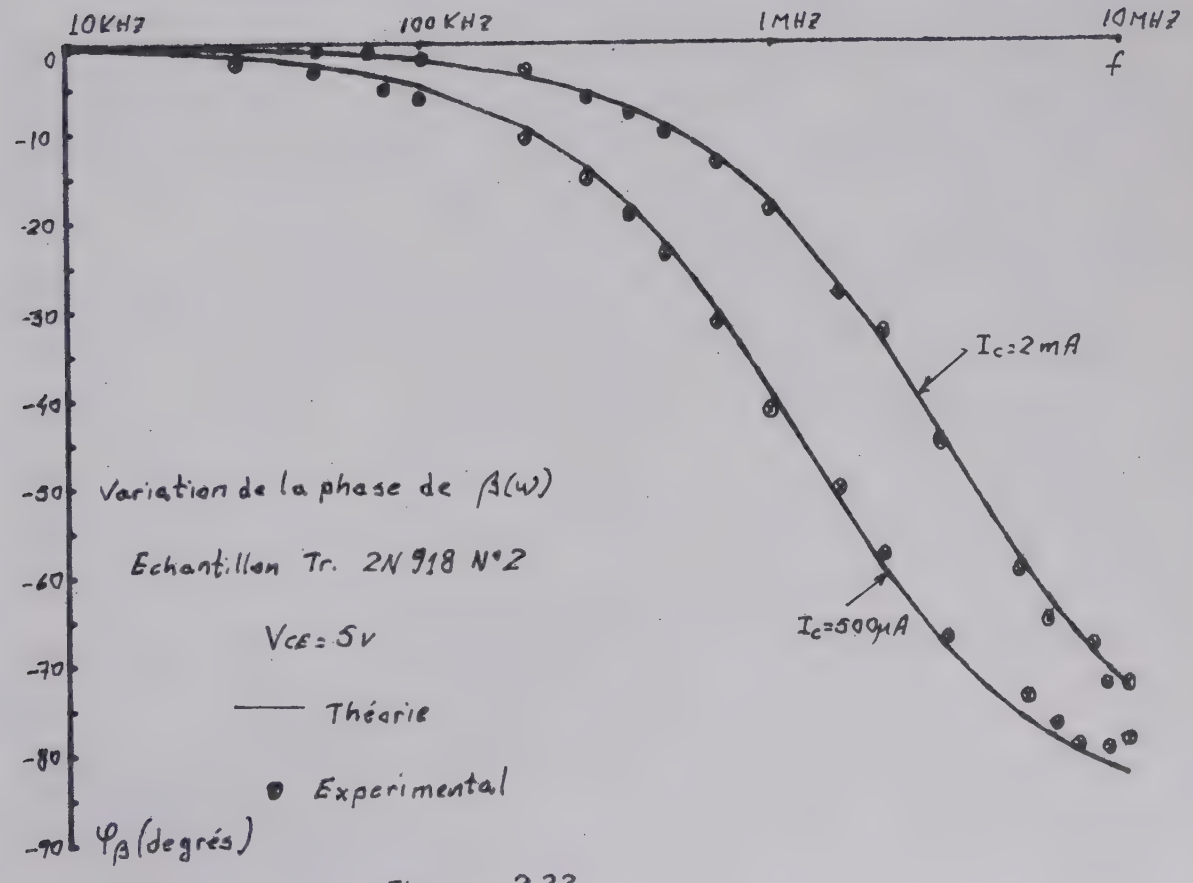


Figure 2.22

On constate une bonne concordance avec un système d'ordre un donnant notamment :

- en haute fréquence une chute à 6 dB/octave et un déphasage de 90°,
- la fréquence de coupure à 3 dB au point de cassure des asymptotes et un déphasage correspondant de 45°.

Nous obtenons ainsi une très bonne précision sur la constante de temps associée τ et sur la fréquence de coupure f_c . Soit, pour la transition considérée :

$I = 0.5$ mA $\quad f_c \simeq 1,2$ MHz $\quad \tau \simeq 133$ ns

$I = 2$ mA $\quad f_c \simeq 2,9$ MHz $\quad \tau \simeq 55$ ns

Il existe une diminution de la fréquence de coupure vers les faibles courants comme l'ont constaté certains auteurs (Lyon-Caen, 6.).

De la constante de temps associée, connaissant r_b , il est possible de donner la valeur de la capacité d'entrée C_b . Du point de vue expérimental, il faut cependant tenir compte de la capacité parasite équivalente de la photodiode placée sur l'entrée du transistor.

Ainsi, dans l'exemple ci-dessus, cette capacité vaut 16 pF pour $I = 0.5$ mA et 10,6 pF pour $I = 2$ mA. . Ce qui nous donne, compte tenu de cette correction :

$I = 0.5$ mA $\quad f_\beta \simeq 3,2$ MHz $\quad C_b \simeq 7,8$ pf

$I = 2$ mA $\quad f_\beta \simeq 5,9$ MHz $\quad C_b \simeq 11,0$ pf

2. 2) 3- <u>Détermination de la résistance d'accès $r_{bb'}$</u>

Différents principes de mesures de $r_{bb'}$ ont été introduits dans la littérature. Cependant, la plupart de ces méthodes ont été faites sur des transistors anciens possédant de fortes valeurs de $r_{bb'}$. Les transistors actuels

présentent des résistances d'accès de plus en plus faibles. Aussi, nous avons retenu une méthode introduite dans un article assez récent et une méthode originale que nous exposerons ensuite.

Méthode par les fréquences de coupure (17)

Si on considère la transconductance en base commune y_{21B} *, on peut écrire :*

$$y_{21B}(p) = -\frac{g_m r_\pi + (1+g_m r_\pi) r_{bb'} C_c p + r_\pi r_{bb'} C_\pi C_c p^2}{r_\pi + r_{bb'} + r_\pi r_{bb'}(C_\pi + C_c)p} \qquad 2.\ 42$$

Le module de $y_{21B}(f)$ *est dominé sur une grande gamme de fréquence par un seul pôle donc :*

$$\left|y_{21B}(f)\right| \simeq \left|\frac{y_{21B}(0)}{1 + j\frac{f}{f_y}}\right| \qquad 2.\ 43$$

Où :

$$2\pi f_y = \frac{r_\pi + r_{bb'}}{r_\pi r_{bb'}(C_c + C_\pi)} \qquad 2.\ 44$$

β *est aussi dominé sur une grande gamme de fréquence par un seul pôle :*

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{f}{f_\beta}} \qquad 2.\ 45$$

où :

$$2\pi f_\beta = \frac{1}{r_\pi (C_\pi + C_c)} \qquad 2.\ 46$$

En utilisant les équations 2. 44 et 2. 46, on obtient :

$$r_{bb'} = \frac{f_\beta \beta_0}{f_y y_{21B}(0)} \simeq \frac{f_T}{f_y y_{21B}(0)} \qquad 2.\ 47$$

Ainsi, pour le transistor 2 N 918 étudié précédemment et pour le point de repos (2mA, 5V) on a trouvé :

$$y_{21B} \simeq 0.068\ \upsilon \ ; \ \beta(0) \simeq 103 \ ; \ f_y \simeq 90\ MHz \ ; \ f_\beta \simeq 7{,}2\ MHz$$

On déduit :

$$r_{bb'} \simeq 120\ \Omega$$

Détermination de $r_{bb'}$ à partir de l'influence de l'impédance source sur la fréquence de coupure haute

Le principe de la méthode est de déterminer la fréquence de coupure du gain composite v_2/e représenté à la figure 2. 23) :

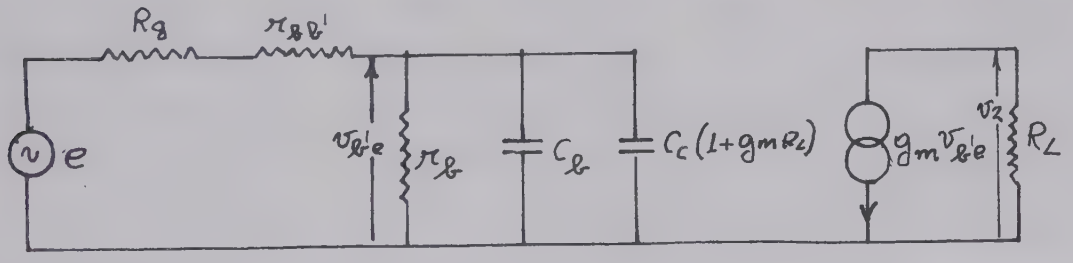


Figure 2. 23)

Les variations de cette fréquence, par différentes valeurs de la résistance du générateur R_g, permettent d'accéder à une valeur de la résistance d'accès.

En effet :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \left[\frac{r_b (R_g + r_{bb'})}{R_g + r_{bb'} + r_b}\right]\left[C_b + C_c(1 + g_m R_L)\right]} \qquad 2.\ 48$$

En principe, $r_{bb'}$ ne devrait être déterminé qu'après la connaissance de r_b, C_b, C_c, g_m, R_L. Mais, compte tenu de certaines approximations, les variations de f_c ou plutôt de f_c^{-1} peuvent être linéaires en fonction de R_g :

$$\frac{1}{f_c} \simeq 2\pi \left[C_b + C_c(1+g_m R_L)\right]\left[R_g + r_{bb'}\right] \qquad 2.\ 49$$

Ceci suppose l'inégalité :

$$r_b \gg R_g + r_{bb'} \qquad 2.\ 50$$

Il suffit de choisir un domaine où R_g reste faible de même que le courant de polarisation du transistor.

Nous avons ainsi tracé expérimentalement les variations de f_c^{-1} en fonction de R_g (figure 2. 24). On constate une bonne linéarité comme prévu. L'extrapolation de la partie linéaire, intersection avec l'axe des résistances permet la détermination directe de $r_{bb'}$. On constate que la valeur de cette dernière est indépendante de la résistance de charge collecteur, tout au moins pour de faibles valeurs de celle-ci (approximation de Miller - voir paragraphe). Il est à noter que si on désire une mesure automatique, deux points de cette courbe suffisent.

Pour le transistor 2 N 918, nous avons obtenu pour trois valeurs de courant I_C :

I_C	500 µA	1.0 mA	2 mA
$r_{bb'}$	178 Ω	168 Ω	164 Ω

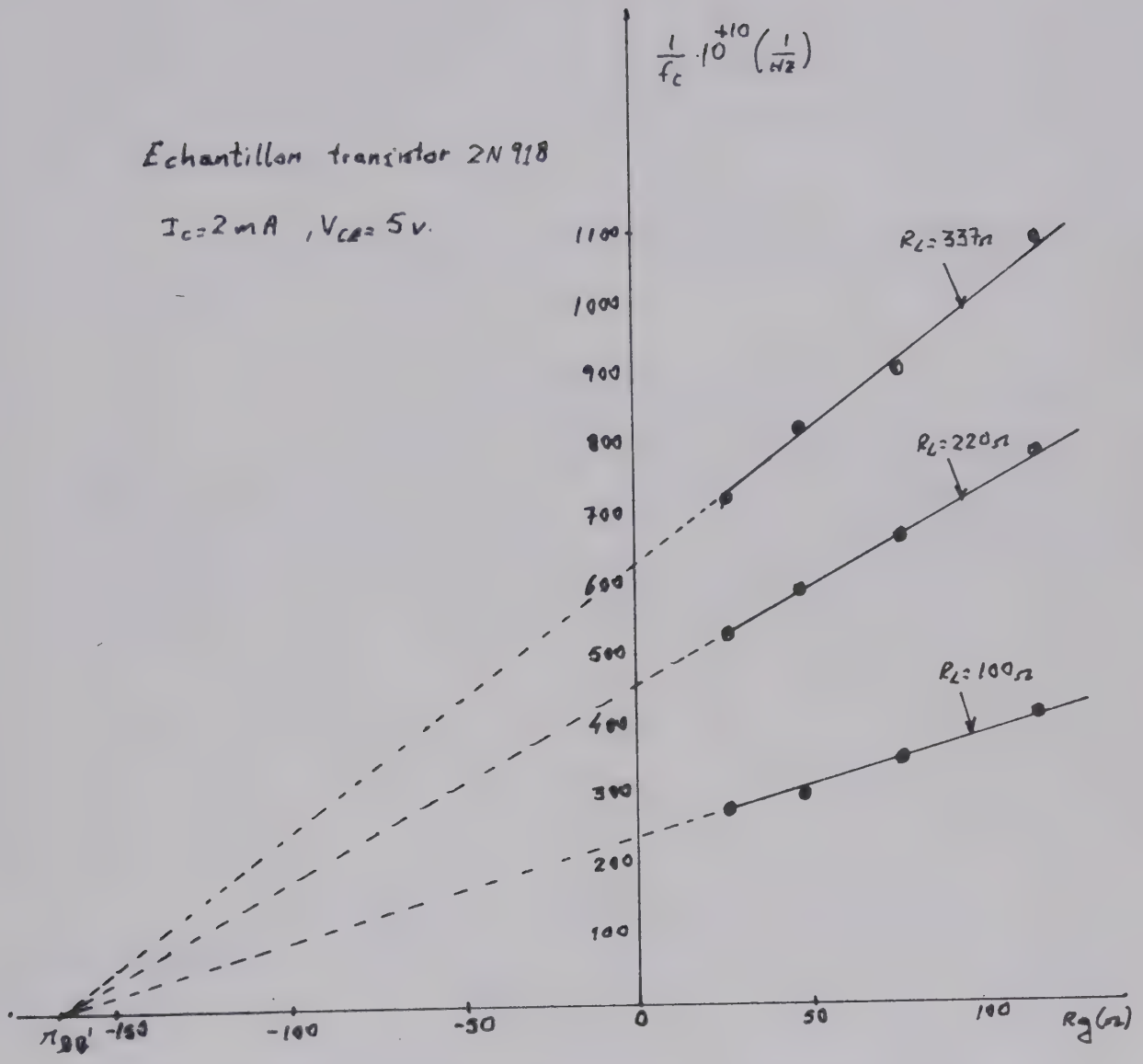


Figure 2.24 Détermination de la resistance de base $r_{BB'}$

2. 3) Caractérisation dynamique d'un transistor V. MOS

La caractérisation d'un V. MOS ne présente pas de particularités par rapport à celle d'un autre composant actif. Cependant, par rapport à un transistor bipolaire, on peut considérer un schéma naturel encore plus simple dans la mesure où la résistance d'entrée est pratiquement infinie et que les résistances d'accès demeurent très faibles. D'autre part, les capacités équivalentes sont toutes de même nature : électrostatique

En basse fréquence, le paramètre principal est la pente interne g_m.

2. 3) 1- Détermination de g_m

Il suffit de déterminer le modèle du gain en tension intrinsèque a avec une résistance de charge R_L "moyenne" suffisamment faible pour ne pas tenir compte de la résistance interne de sortie (condition de court-circuit) suffisamment grande pour avoir une bonne sensibilité.

D'où :

$$g_m \simeq \frac{a}{R_L} \qquad 2.\ 51$$

La figure ci-après 2.25) représente les variations de la pente g_m en fonction soit de V_{GS} ou de I_D .

On observe en tension une loi linéaire dans une certaine zone ; au-delà, on observe une saturation que l'on peut attribuer à la vitesse limite des porteurs en zone pincée (voir chapitre 1).

2. 3) 2- Détermination des capacités au cut-off

Les capacités donnent l'inertie du dispositif en zone bloquée. Cependant, par extrapolation, elles permettent de prévoir l'inertie en zone active.

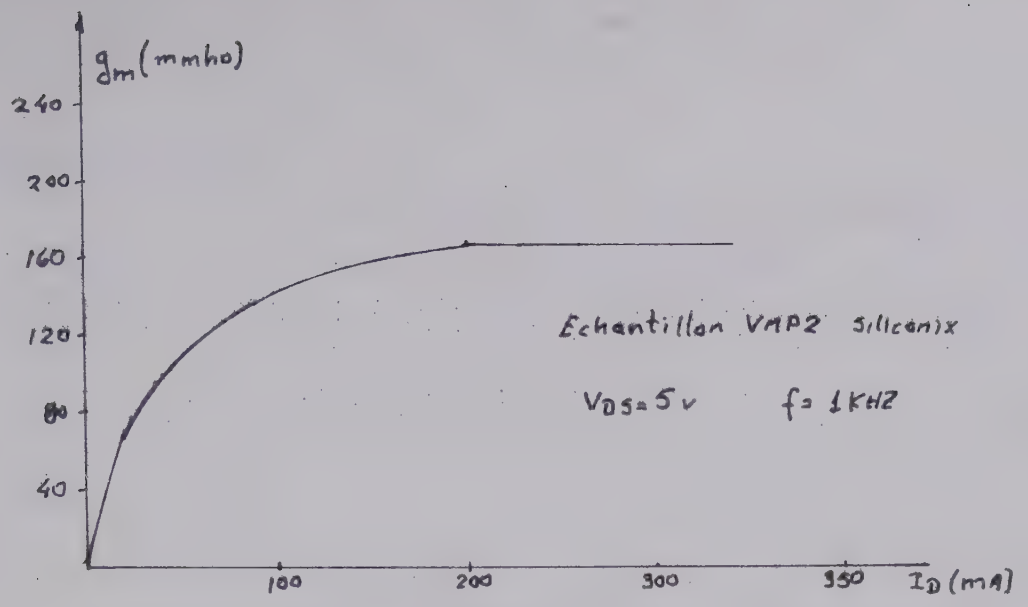


Figure 2.25 a) Transconductance g_m en fonction de I_D

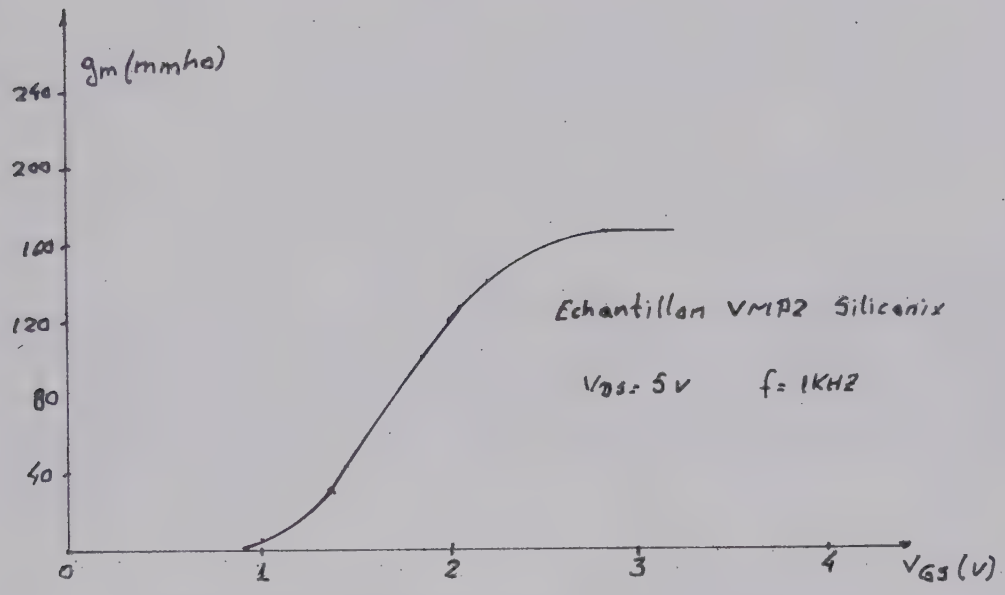


Figure 2.25 b) Transconductance g_m en fonction de V_{GS}

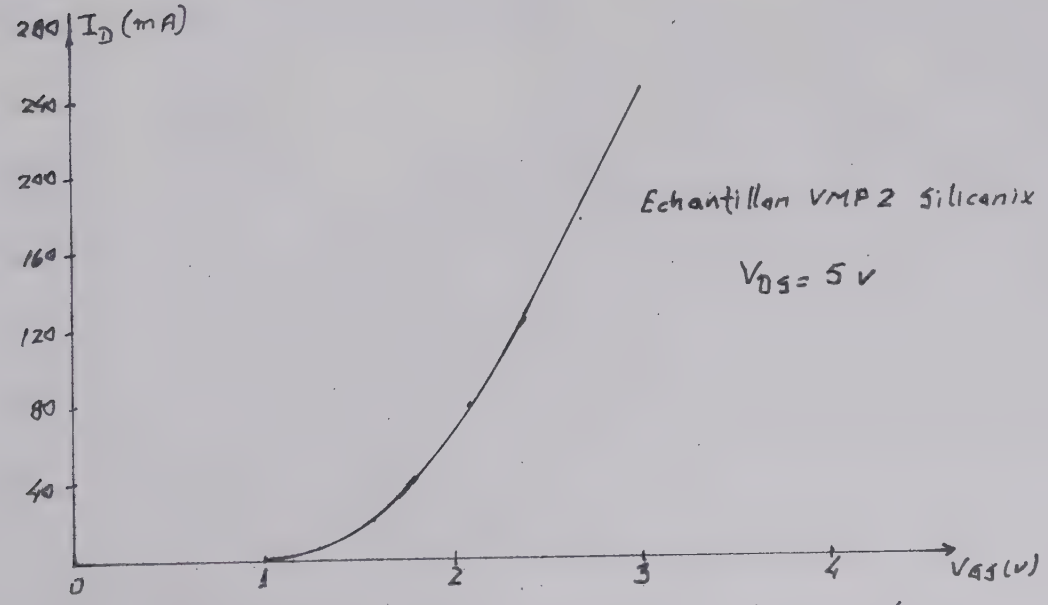


Figure 2.25 c) Courant de drain en fonction de V_{GS}

Mesure de C_{iss}

Elle représente la somme des capacités C_{gs} et C_{gd} . Cette mesure peut être effectuée au Pont Boonton comme les capacités de sortie du transistor bipolaire.

Le schéma de principe est représenté figure 2.26).

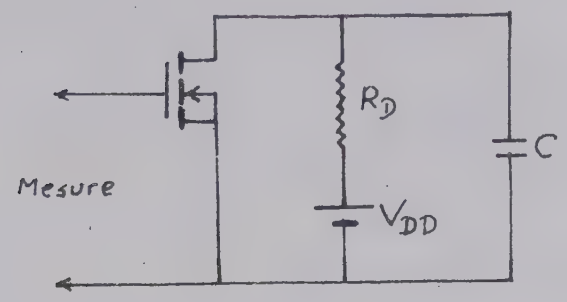


Figure 2. 26)

Une autre méthode ( ) est de déterminer la fréquence de coupure de l'atténuation d'entrée b en attaquant le dispositif par un générateur de résistance interne R_1 suffisamment élevé. Le schéma de principe est représenté par la figure 2. 27).

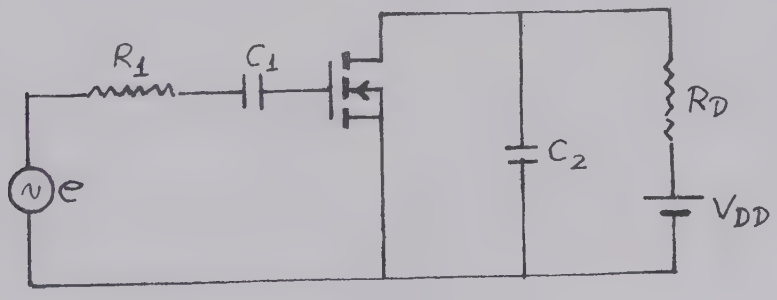


Figure 2. 27)

La fréquence de coupure f_c donne :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 (C_{iss} + C_p)} \qquad 2.\ 52$$

C_p représente la capacité parasite du circuit de mesure que l'on peut prédéterminer.

Mesure de C_{oss}

Le schéma de principe est représenté figure 2. 28)

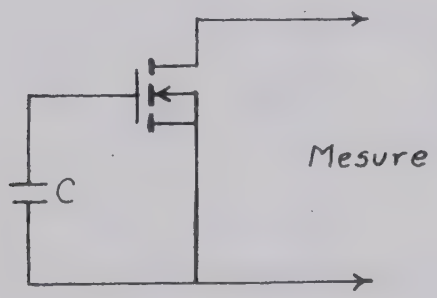


Figure 2. 28)

Le Pont Boonton permet par son dispositif de polarisation interne de faire varier la tension V_{DS} .

On peut également déterminer C_{oss} en étudiant la fréquence de coupure du circuit de sortie en attaquant le composant par un générateur de résistance interne suffisamment élevée (figure 2. 29).

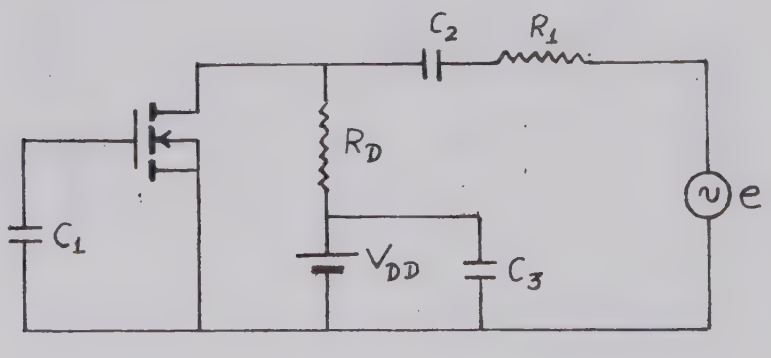


Figure 2. 29)

Mesure de C_{iGS}

On peut de la même façon déterminer la capacité d'entrée en configuration grille commune, la sortie étant en court-circuit suivant le schéma de principe :

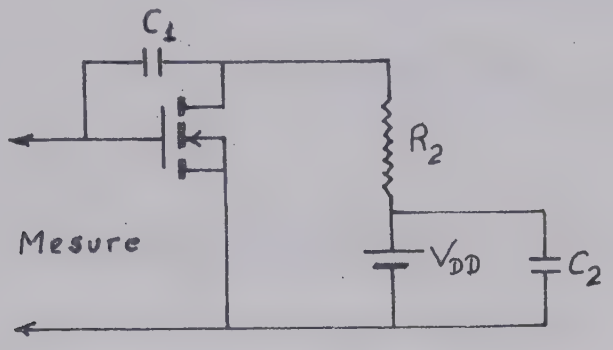


Figure 2. 30)

C_1 est une capacité d'assez forte valeur et R_2 une résistance également de forte valeur pour donner un court-circuit entre grille et drain et un circuit ouvert entre drain et source.

La mesure peut se faire soit au pont Boonton, soit par la méthode de la fréquence de coupure.

Résultats expérimentaux

Les variations des capacités de cut-off sont représentées figures 2. 31), 2. 32) et 2. 33) en fonction de la tension drain et source. On observera des variations semblables à une capacité de transition d'une jonction polarisée en inverse avec cependant un phénomène de saturation lié à la capacité d'oxyde placée en série avec celle propre au semiconducteur (voir chapitre 1). On obtient des résultats comparables avec les deux méthodes.

A l'aide des valeurs obtenues sur C_{iSS}, C_{oSS} et C_{iGS}, on peut déduire celles des capacités internes C_{gs}, C_{gd}

et C_{ds} (figures 2. 34), 2. 35) et 2. 36) à l'aide des relations :

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

$$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$$

$$C_{iGS} = C_{gs} + C_{ds}$$

2. 3) 3- Détermination des capacités en zone active

Les capacités en zone active peuvent être déterminées de plusieurs façons :

- au pont de mesure,
- par la méthode de fréquence de coupure avec une attaque à travers un générateur d'impédance élevée,
- par la deuxième méthode des amplitudes introduites à propos de transistor bipolaire.

La mesure au pont demeure traditionnelle à condition de pouvoir polariser l'entrée et la sortie du V. MOST pour qu'il soit en zone activé. La mesure n'est possible en pratique que pour C_{iss}. Les autres capacités présentent en effet à 1 MHz et en zone active des angles de pentes équivalents trop élevés.

La méthode, par la fréquence de coupure, ne pose pas de difficultés particulières. On polarise à nouveau l'entrée et la sortie du dispositif. Il n'est pas nécessaire de travailler en condition de court-circuit et l'on pourra faire varier ainsi le paramètre de charge.

La méthode approchée par les amplitudes est

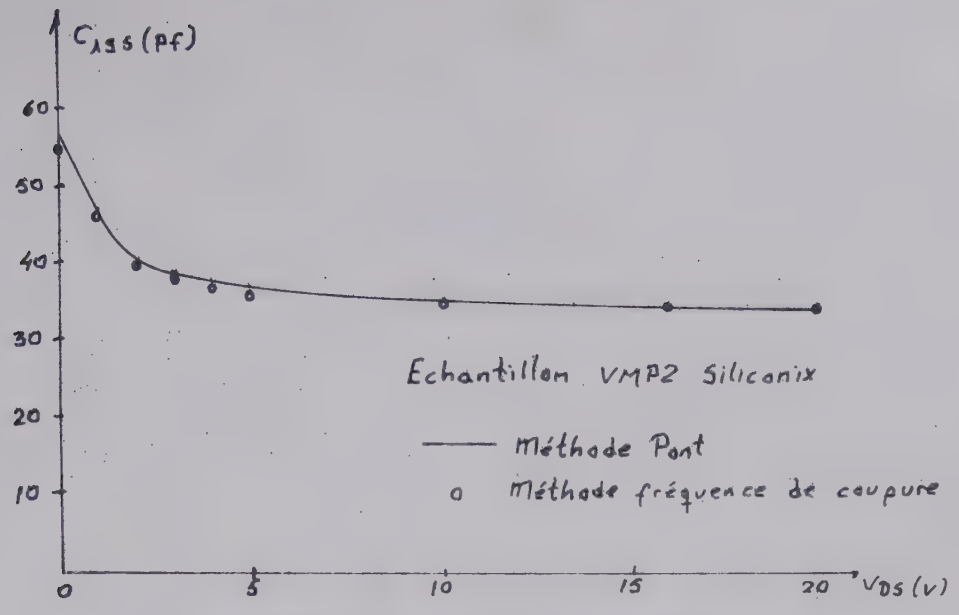


Figure 2.31 $C_{\lambda SS}$ en fonction de V_{DS}

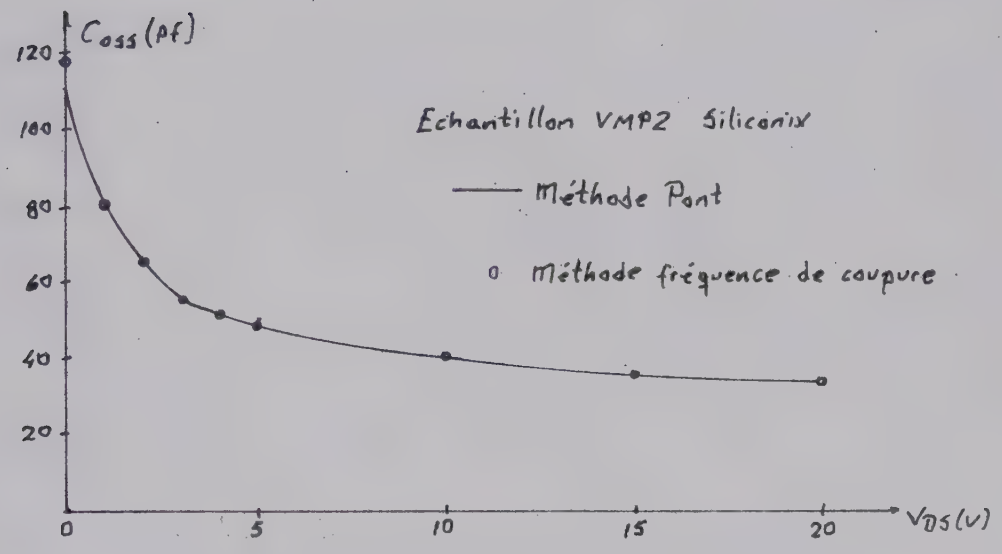


Figure 2.32 C_{oss} en fonction de V_{DS}

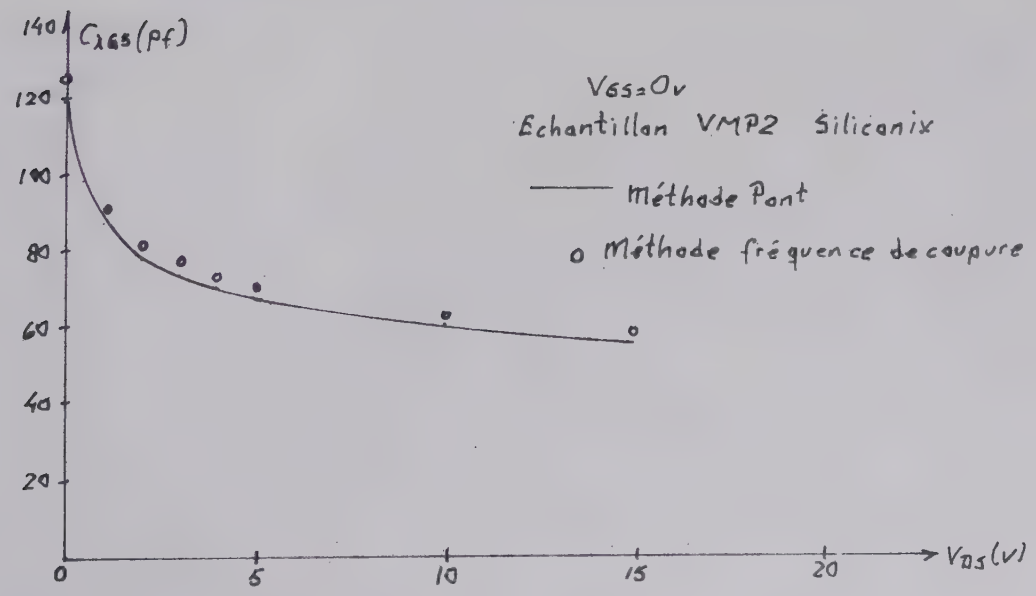


Figure 2.33 $C_{\lambda GS}$ en fonction de V_{DS}

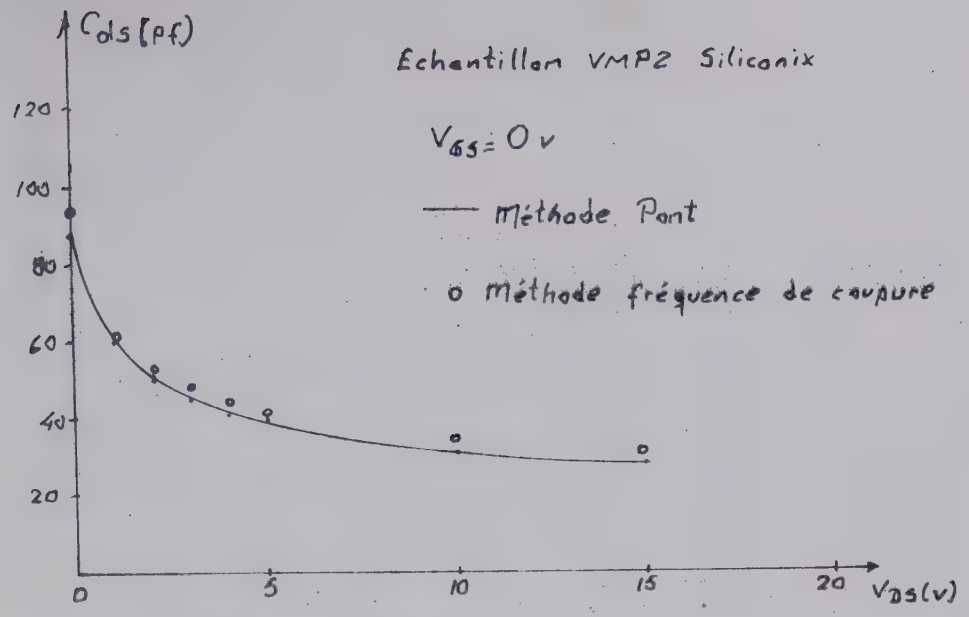


Figure 2.34 C_{ds} en fonction de V_{DS}

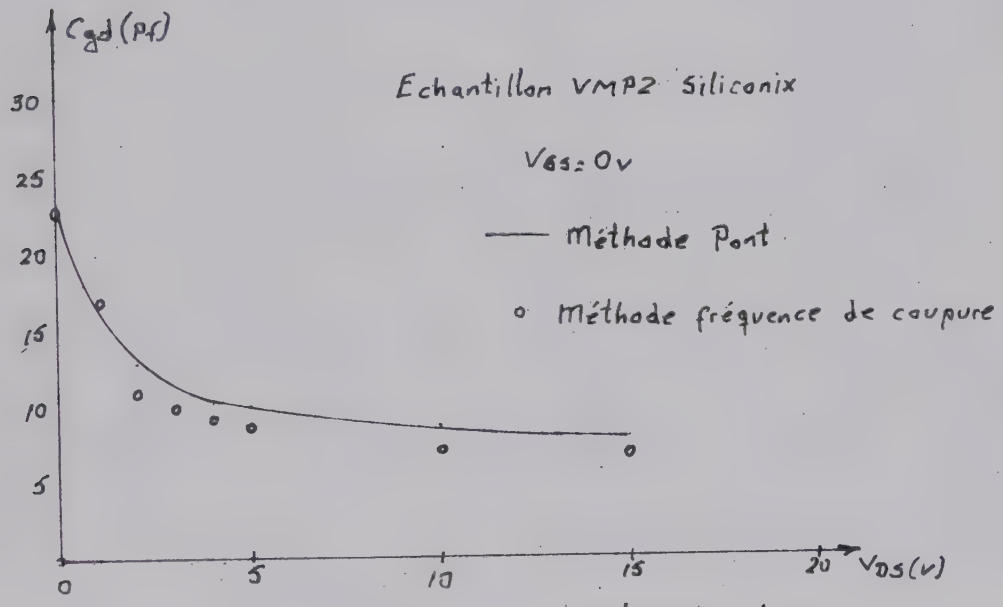


Figure 2.35 C_{gd} en fonction de V_{DS}

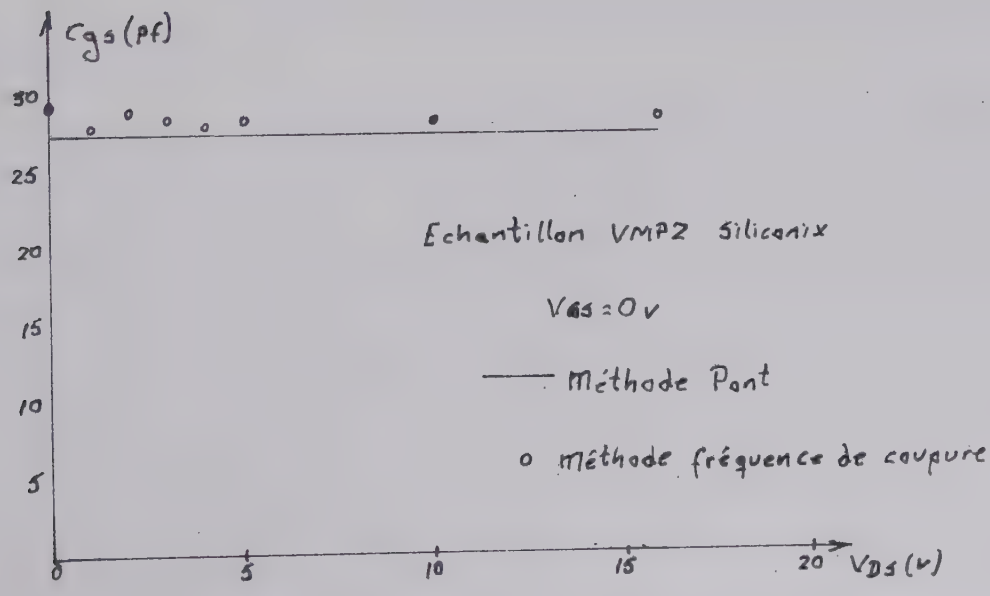


Figure 2.36 C_{gs} en fonction de V_{DS}.

représentée figure 2. 37).

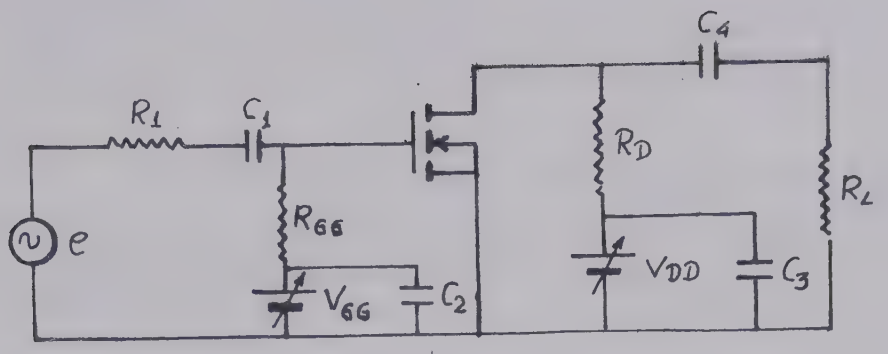


Figure 2. 37)

Le circuit équivalent est le suivant :

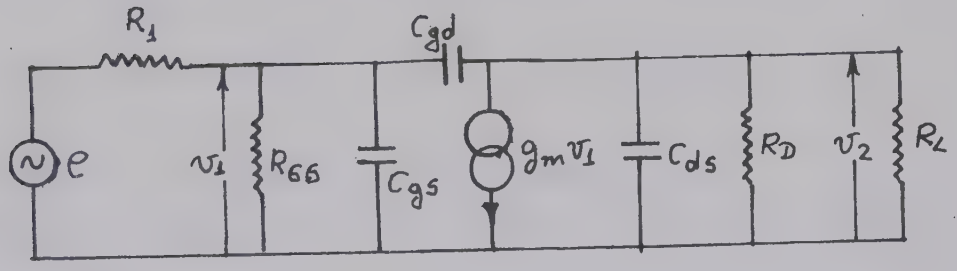


Figure 2. 38)

On peut ainsi opérer comme pour le transistor bipolaire :

- la détermination basse fréquence demeure inutile à partir du moment où on a déjà précédemment (paragraphe 2. 3) 1-) et que la résistance d'entrée est R_{GG} liée au circuit de polarisation qui peut évidemment être connu à l'avance ;

- les deux mesures en haute fréquence pour deux résistances R_2 de fermeture à la sortie doivent nous permettre une détermination de la capacité d'entrée C_{gs} et de réaction C_{gd} .

Résultats obtenus pour le transistor VMP2

Méthode \ Polarisation		$V_{GS}=2V$ $V_{DS}=5V$	$V_{GS}=2V$ $V_{DS}=10V$	$V_{GS}=3V$ $V_{DS}=5V$
Méthode de la fréquence de coupure	C_{gs} (p.f)	34,3	34,7	43,5
	C_{gd} (p.f)	8,7	6,3	13,5
Méthode des amplitudes f=5MHz	C_{gs} (p.f)	32	33	41
	C_{gd} (p.f)	10	7,7	15

Figure 2. 40)

A la lecture de ce tableau, on remarque qu'il n'existe pas de différence appréciable entre les résultats obtenus par les deux méthodes.

On peut justifier l'approximation de Miller comme on l'a vu à propos du bipolaire (paragraphe 2.1) 2-) ; on a trouvé le tableau suivant donnant les erreurs sur C_{gs} et C_{gd} en fonction de la fréquence (figure 2. 41).

$E_r(\%)$ de paramètre \ fréquence	1MHz	2MHz	3MHz	4MHz	5MHz	6MHz	7MHz	8MHz	9MHz	10MHz
E_r C_{gs}	0,98	0,96	0,92	0,88	0,82	0,75	0,67	0,57	0.46	0,34
E_r C_{gd}	-1,26	1,25	-1,22	-1,18	-1,13	-1,07	-1,00	-0,91	-0,82	-0,71

Figure 2. 41)

L'approximation de Miller demeure donc valable pour le transistor V. MOS. On peut conclure en outre que la méthode des amplitudes considérée est en meilleur accord avec le V MOST que pour un transistor bipolaire.

On a également confirmé les résultats sur la capacité C_{rss} que l'on peut déterminer expérimentalement à l'aide du pont de mesure (tableau 2. 42).

Polarisation / méthode pour dét. C_{rss} (p.f)	$V_{GS}=2v$ $V_{DS}=5v$	$V_{GS}=2v$ $V_{DS}=10v$	$V_{GS}=3v$ $V_{DS}=5v$
Pont	42,2	40,1	51,0
Fréquence de coupure	43,0	41,0	57,0
Des amplitudes	42,2	40,7	56,0

Tableau 2. 42)

Les différentes méthodes sont en bon accord. On pourra adopter l'une ou l'autre des méthodes suivant les moyens dont on dispose ou suivant l'automaticité désirée.

Il est à noter aussi que les valeurs trouvées en zone active ne diffèrent pas fondamentalement des valeurs en zone bloquée. Un modèle réaliste permettrait certainement de prévoir cette extrapolation et faciliterait les mesures celles en zone bloquée étant plus aisées.

CHAPITRE 3

ETUDE D'UN AMPLIFICATEUR LARGE BANDE

Ce chapitre est consacré à la modélisation du circuit cascode comme exemple d'amplificateur à large bande à l'aide d'un calculateur. Nous utiliserons d'abord comme composants actifs des transistors bipolaires puis des transistors V.MOS.

Nous ferons l'étude de la sensibilité de la fréquence de coupure haute f_c vis-à-vis des variations des éléments du circuit et des conditions de polarisation pour pouvoir en tirer des lois d'optimisation de la réponse en fréquence de ce montage particulier.

L'utilisation d'un analyseur de spectre nous permettra, en fin de compte, de comparer les performances dynamiques des montages à transistors bipolaires et V.MOS.

3. 1) *Performances comparées des montages de base d'un transistor bipolaire*

L'amplificateur cascode avec étage de sortie adaptateur rassemble les propriétés des trois montages de base. Aussi, est-il utile de rappeler ici les performances dynamiques et fréquentielles de ces derniers. On utilisera pour cela le schéma équivalent de Giacoletto simplifié (effet Early négligeable) défini en émetteur que l'on "retournera" selon la configuration désirée.

Montage E.C.

C'est le montage le plus utilisé du transistor qui présente, à condition de fermetures égales, le meilleur transfert en puissance.

Le schéma de principe et le circuit équivalent sont représentés figure 3. 1) :

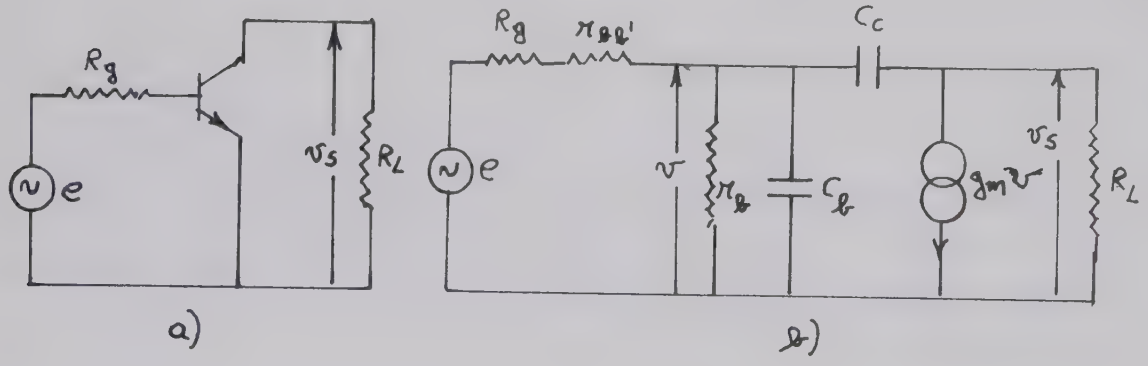


Figure 3. 1)

Résolvant ce circuit par la méthode des noeuds, nous obtenons les expressions du gain composite en tension $G_e(p)$.

$$G_e(p) = \frac{v_s}{e} = \frac{-R_L r_b (g_m - p C_c)}{R_1 + r_b} \cdot \frac{1}{p^2 \frac{R_L r_b R_1 C_c C_b}{R_1 + r_b} + p\left[\left[R_L + (1 + g_m R_L)(R_1 \| r_b) C_c + (R_1 \| r_b) C_b\right]\right.}$$

3. 1

En posant : $R_1 = R_g + r_{bb'}$

on déduit le gain en basse fréquence $G_e(0)$:

$$G_e(0) = -\frac{R_L g_m r_b}{R_1 + r_b} = -\frac{g_m R_L}{1 + \frac{R_1}{r_b}} \qquad 3.\ 2$$

On peut déterminer la fréquence de coupure en négligeant l'influence du terme du second ordre. Il suffit de considérer alors comme vérifiées les inégalités :

$$g_m \gg \omega C_c$$

$$R_1 + r_b \gg \omega^2 R_L r_b R_1 C_b C_c$$

Ces deux conditions sont le plus souvent admises dans la pratique. La première correspond à une activité suffisante du composant dans la bande passante (contre-réaction par capacité C_c négligeable vis-à-vis de la pente g_m : approximation Miller) ; la deuxième fait intervenir les constantes de temps équivalentes d'entrée $(R_1 \| r_b)$ et de sortie $R_L C_c$.

Dans le cas d'un amplificateur large bande, on choisira des valeurs de R_L assez faibles, de telle sorte que la constante de temps de sortie $R_L C_c$ reste négligeable dans la bande passante. Donc, d'après la relation 3. 1, on déduit la pulsation de coupure ω_{ce} :

$$\omega_{ce} = \frac{1}{\frac{R_1 r_b}{r_b + R_1}\left[C_b + C_c(1 + g_m R_L)\right] + R_L C_c} \qquad 3.\ 3$$

Cette relation met en évidence la constante de temps d'entrée par approximations de Miller, à laquelle on ajoute la constante de temps de sortie (souvent négligeable par rapport à la précédente).

Montage B.C.

Le montage base commune ou inverse est obtenu en inversant les électrodes d'entrée du montage normal E.C.

Le schéma de principe et le circuit équivalent sont représentés figure 3. 2) :

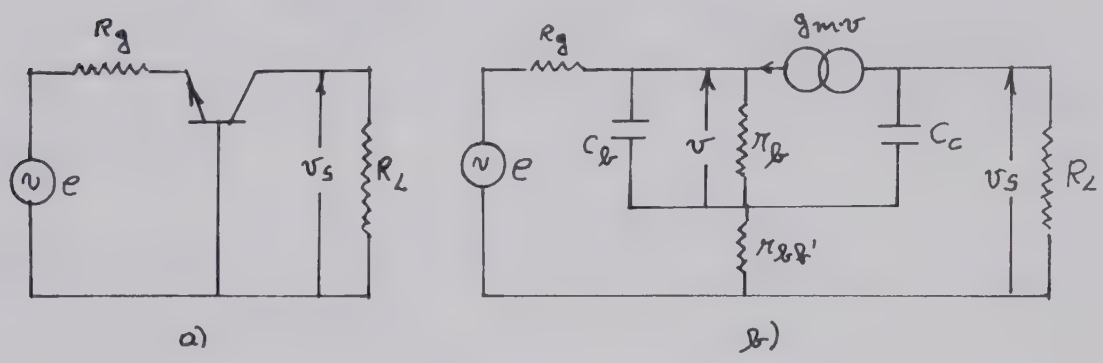


Figure 3. 2)

Nous trouvons l'expression suivante pour le gain composite en tension $G_b(p)$:

$$G_b(p) = \frac{G_g g_m g_{bb'}}{G_L[(G_g+g_b+g_m)g_{bb'}+G_g g_b]} \cdot \frac{1}{1+ap+bp^2} \qquad 3.\ 4$$

$$a = \frac{G_L[(G_g+g_b+g_m)C_c+(G_g+g_{bb'})C_b+C_c[(G_g+g_b+g_m)g_{bb'}+G_g(g_b+g_m)]p}{G_L[(G_g+g_b+g_m)g_{bb'}+G_g g_b]}$$

$$b = \frac{G_L C_c C_b + C_b C_c (G_g+g_{bb'})}{G_L[(G_g+g_b+g_m)g_{bb'}+G_g g_b]}$$

On déduit le gain en basse fréquence $G_b(0)$:

$$G_b(0) \simeq \frac{g_m R_L}{1+g_m R_g + \frac{R_L}{r_b}} \qquad 3.\ 5$$

On retrouve une expression du gain en basse fréquence analogue à celle du montage E.C., les deux se confondant dans le cas d'une attaque en tension ($R_g = 0$). *Cette propriété est connue et cette condition est souvent vérifiée*

dans le cas d'un amplificateur large bande.

Compte-tenu d'approximations de même nature que dans le montage E.C., on peut déterminer par une approche au premier ordre une expression de la fréquence de coupure :

$$\omega_{C_b} \simeq \frac{1}{\frac{C_b}{g_m}\cdot\frac{R_1 g_m}{1+R_g g_m} + R_L C_c \frac{1+R_1 g_m}{1+}} \qquad 3.\ 6$$

Montage C.C.

Le montage collecteur commun ou émetteur-suiveur est représenté figure 3. 3) :

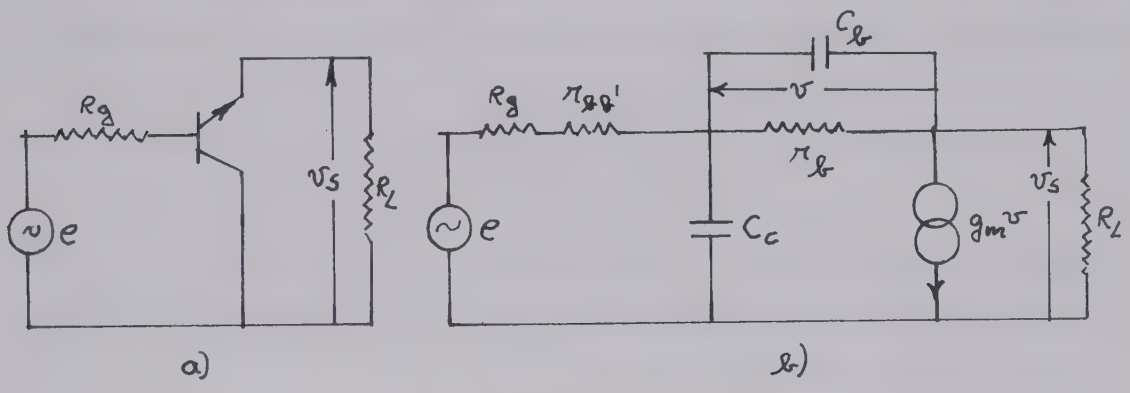


Figure 3. 3)

Par la méthode des noeuds, nous obtenons à nouveau une expression du gain composite en tension :

$$G_c(p) = \frac{G_1(g_m + g_B + p C_b)}{p^2 C_b C_c + p[C_b(G_1+g_m)+C_c(g_m+g_B+G_L)] + G_1(g_m+g_B+G_L)} \qquad 3.\ 7$$

Soit $p=j\omega$ *et en supposant* $\beta \gg 1$ *, on obtient :*

$$G_c(\omega) \simeq \frac{G_1(g_m + j\omega C_b)}{G_1(g_m+G_L)+g_B G_L - \omega^2 C_b C_c + j\omega[C_b(G_1+g_m)+C_c(G_L+g_m)]} \qquad 3.\ 8$$

On déduit le gain en basse fréquence $G_c(0)$:

$$G_c(0) = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L + \frac{R_1}{r_\beta}} \qquad 3.\ 9$$

On trouve une expression qui demeure toujours inférieure à l'unité qui tend cependant vers l'unité dans le cas d'une attaque en tension et d'une charge et une pente suffisamment élevées ($g_m R_L >> 1$) , conditions souvent vérifiées en pratique.

Compte tenu d'approximations similaires à celles trouvées en E.C. (activité suffisante dans la bande passante, résistance de charge suffisamment petite), on détermine une expression de la fréquence de coupure ω_{cc} :

$$\omega_{cc} = \frac{r_\beta + \beta R_L + R_1}{r_\beta \cdot C_\beta (R_1 + R_L) + R_1 C_c (r_\beta + \beta R_L)} \qquad 3.\ 10$$

On retrouve à nouveau une sommation de deux constantes de temps, l'une liée à la capacité C_c qui est en fait la capacité d'entrée du montage suiveur, l'autre qui devient capacité de réaction.

En général, la tension d'erreur base-émetteur sera négligeable vis-à-vis des tensions extérieures, d'où :

$$\omega_{cc} = \frac{1}{C_\beta r_\beta \frac{(R_1 + R_L)}{\beta R_L + R_1} + \frac{\beta C_c R_L R_1}{\beta R_L + R_1}}$$

3. 2) <u>Montage cascode-suiveur</u>

Le montage cascode est constitué par la succession d'un étage normal suivi d'un étage inverse, les deux composants actifs étant polarisés avec un même courant.

Ce type de configuration permet d'avoir un gain intrinsèque en tension de même ordre qu'un seul étage normal

ou inverse fermé sur une même charge R_L . Il présente, pour les basses fréquences, la même impédance d'entrée qu'un montage normal.

Par contre, du point de vue comportement en fréquence, il possède de meilleures performances ; en effet, le gain intrinsèque du premier étage étant unitaire, l'effet Miller est considérablement réduit.

Si on veut garder un gain de tension suffisamment élevé pour des impédances de charges faibles en maintenant un bon comportement fréquentiel, il est nécessaire de mettre un étage adaptateur d'impédance. Cet étage supplémentaire doit pouvoir fournir le signal amplifié à des résistances de charge R_L extérieures au montage et de faible valeur (50 Ω par exemple), tout en conservant le gain en tension élevé du circuit cascode. Ce circuit adaptateur d'impédance est obtenu par un transistor en collecteur commun.

On obtient ainsi, dans le cas de transistors bipolaires, le schéma de principe indiqué figure 3.4) :

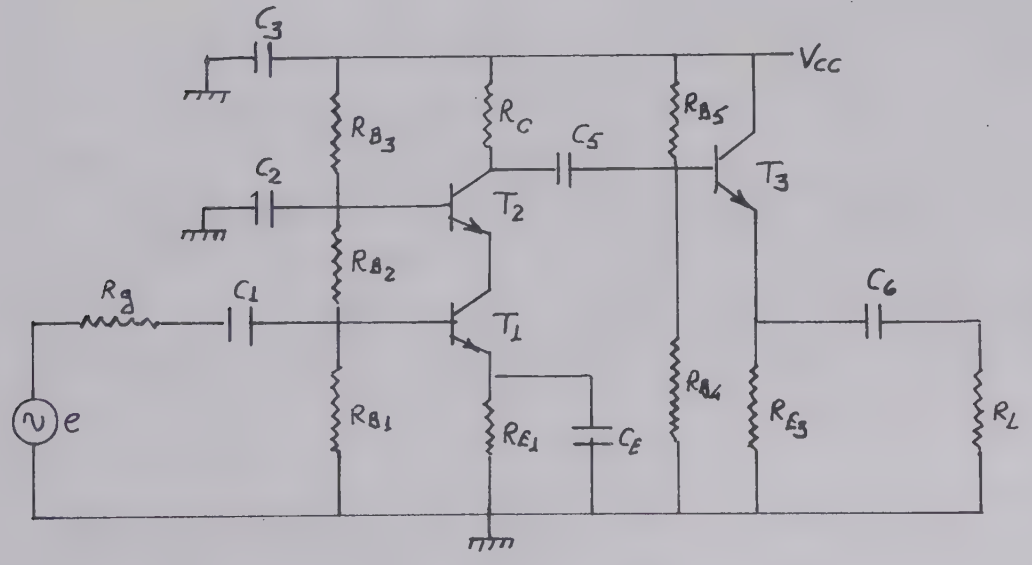


Figure 3. 4) Amplificateur cascode-suiveur

Les transistors T_1, T_2 représentent le cascode proprement dit qui est suivi du transistor T_3 monté en émetteur suiveur.

La résistance R_C et le courant de polarisation de T_1 et T_2 fixeront le gain en tension du dispositif. Les résistances R_{E1}, R_{B1}, R_{B2}, R_{B3} permettent de polariser et de stabiliser les transistors T_1 et T_2 en un point de fonctionnement choisi à l'avance. R_{B4}, R_{B5}, R_{E3} fixent le point de fonctionnement de T_3. Dans certains cas, il est possible de supprimer R_{B4}, R_{B5} et le condensateur de liaison C_5 pour obtenir en ce cas un amplificateur à liaison directe.

Les condensateurs $C_1, C_2, C_3, C_E, C_5, C_6$ sont choisis de façon à obtenir un bon découplage ou une bonne liaison dans la bande passante choisie.

On pourra agir sur la résistance de source ou de charge R_g pour modifier les performances de l'amplificateur en gain et bande passante.

Le schéma dynamique équivalent est représenté figure 3. 5) :

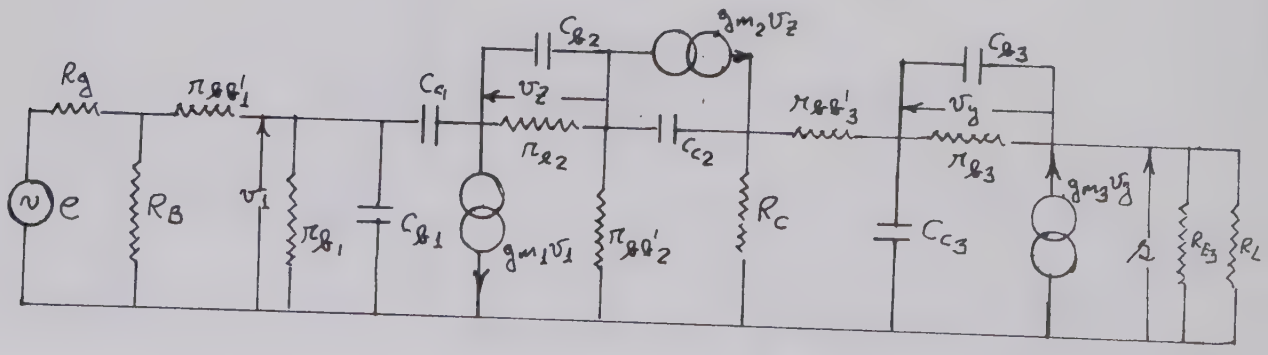


Figure 3. 5) Circuit équivalent dynamique de l'amplificateur cascode-follower (moyenne fréquence et haute fréquence)

Nous avons pris un schéma naturel simplifié de Giacoletto émetteur-commun ou base commune dans lequel nous avons négligé l'effet Early. On s'intéressera au comportement tant en basses qu'en hautes fréquences. Nous avons considéré comme nulles les impédances des capacités de découplage ou de liaison.

Nous avons posé :

$$R_B = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \qquad R_C^* = \frac{R_C (R_{B4} \| R_{B5})}{R_C + (R_{B4} \| R_{B5})} \qquad R = R_g^* + r_{BB'} \qquad G = \frac{1}{R}$$

$$R_g^* = \frac{R_g R_B}{R_g + R_B}$$

Les équations obtenues par la méthode de noeuds sont les suivantes :

$$G \cdot e = \left[G + g_{B1} + p(C_{B1} + C_{C1}) \right] v_1 - p\, C_{C1}\, v_2 \qquad 3.\ 11$$

$$0 = (g_{m1} - p C_{C1}) v_1 + \left[g_{e2} + p(C_{C1} + C_{B2}) \right] v_2 - (g_{e2} + p\, C_{B2}) v_3 \qquad 3.\ 12$$

$$0 = (g_{m2} - g_{e2} - p\, C_{B2}) v_2 + \left[-g_{m2} + g_{e2} + g_{BB'_2} + p(C_{B2} + C_{C2}) \right] v_3 - p\, C_{C2}\, v_4 \qquad 3.\ 13$$

$$0 = -g_{m2} v_2 + (g_{m2} - p\, C_{C2}) v_3 + (g_{BB'_3} + G_C + p\, C_{C2}) v_4 - g_{BB'_3} v_5 \qquad 3.\ 14$$

$$0 = -g_{BB'_3} v_4 + \left[g_{BB'_3} + g_{B3} + p(C_{C3} + C_{B3}) \right] v_5 - (g_{B3} + p\, C_{B3}) \Delta \qquad 3.\ 15$$

$$0 = -(g_{m3} + g_{B3} + p\, C_{B3}) v_5 + (g_{m3} + G_{E3} + G_L + g_{B3} + p\, C_{B3}) \Delta \qquad 3.\ 16$$

Remarquons que le système est d'ordre 6 : six noeuds indépendants, nombre qui correspond également à celui des capacités.

Il reste donc à résoudre ce système d'équations pour en tirer notamment le gain en moyenne fréquence $G(o)$ et la fréquence de coupure haute f_C .

3. 3) Méthodes d'analyse

Nous avons retenu différentes méthodes d'analyse afin de pouvoir comparer sur un exemple particulier les avantages et les inconvénients des unes ou des autres et de généraliser à partir de là leur utilisation en fonction du problème posé ou des moyens dont on dispose :

- une première méthode consiste à traiter le problème analytiquement et d'en tirer l'expression de transfert désirée sous forme d'une fraction rationnelle en ($p = j\omega$ en régime sinusoïdal). De là, il est possible d'exprimer les coefficients du numérateur et du dénominateur en fonction des éléments du circuit et de rentrer les expressions dans un calculateur de faible capacité (modèle HP 20 par exemple). La méthode a l'inconvénient d'être lente et fastidieuse et non généralisable si on veut par exemple modifier légèrement la topologie du réseau. Elle nous permet cependant, vis-à-vis de notre problème (cascode-follower) dont la topologie est parfaitement prédéterminée, d'utiliser un programme dont le temps de calcul reste très faible et où il est possible de présenterrapidement des résultats sur courbes à l'aide d'une table traçante sans faire appel à un programme plus général. Le programme 10 donne les résultats correspondant au montage cascode follower décrit plus haut.

- une deuxième méthode consiste à travailler directement sur la matrice associée au circuit que l'on pourra toujours écrire "à vue". Elle consiste à déterminer les pôles et les zéros de la fonction de transfert. La recherche du pôle principal donnera habituellement directement la fréquence de coupure du dispositif. Plus généralement, cette méthode peut permettre également un tracé rapide de la courbe de réponse soit en diagramme asymptotique, soit en diagramme réel.

- une troisième méthode consiste à résoudre un système ou un déterminant complexe. On part donc ici de

de l'écriture matricielle que l'on peut toujours supposer déterminée "à vue". Ensuite, une méthode numérique classique par triangularisation et séparation des parties réelles et imaginaires. Cette méthode permet une certaine souplesse quant à la topologie du réseau qui peut être modifiée. De plus, elle peut exister soit précâblée, soit en bibliothèque dans bons nombres de calculateurs.

- une dernière méthode consiste à utiliser un programme automatique d'analyse des réseaux qui traite d'un seul coup le problème topologique et la résolution numérique matricielle. L'avantage d'un tel système est sa grande souplesse pour l'étude d'un réseau quelconque. Ses inconvénients : il faut pouvoir en posséder un qui s'adapte à notre problème (certains de ces programmes sont commercialisés) ; il nécessite en général une occupation assez grande en mémoires, ce qui demande de connaître des moyens informatiques assez conséquents ; ils sont aussi en général du fait de leur universalité et de la prise en charge de la recherche topologique et de la résolution numérique complète, assez lents pour le temps pris entre l'admission des données et la transmission des résultats.

Nous allons exposer ci-dessous la méthode de recherche des pôles et présenter deux exemples de programmes automatiques : le programme ACLINE sur IRIS et le programme ALVA sur HP 30.

3. 3) 1- <u>Méthode de recherche des pôles</u> (1)

Soit la fonction de transfert $G(p)$ *la plus générale :*

$$G(p) = \frac{K(p-\beta_1)(p-\beta_2)\cdots\cdots(p-\beta_m)}{(p-p_1)(p-p_2)\cdots\cdots(p-p_n)} \qquad 3.\ 17$$

Obtenir la forme donnée par la relation 3. 17 à partir du système d'équations par manipulation d'algèbre représente un travail lourd, même si on prend les valeurs numériques des éléments du circuit.

Donc, pour résoudre le problème plus facilement, on calcule les pôles et zéros de la fonction $G(p)$ par C.A.O. Pour réaliser ceci, on applique la règle de Cramer :

$$G(p) = \frac{G\,\Delta_{1j}}{\Delta} \qquad 3.\ 18$$

où Δ_{1j} est le mineur formé en supprimant la première ligne et la j-ème colonne de la matrice totale.

Δ est le déterminant principal du système d'équations.

Les fréquences propres du réseau sont celles qui correspondent à un régime de tensions ou à des noeuds s'accommodant d'une tension indépendante e nulle. Cette condition pourra être remplie seulement si le déterminant Δ est nul. Donc, on obtiendra les pôles de $G(p)$ en calculant les racines de l'équation caractéristique :

$$\Delta = 0 \qquad 3.\ 19$$

Les zéros de $G(p)$ sont les racines de l'équation :

$$\Delta_{1j} = 0 \qquad 3.\ 20$$

On peut trouver les pôles et zéros de $G(p)$ par la recherche des valeurs propres, c'est-à-dire des valeurs de p qui vérifient l'équation.

$$\begin{vmatrix} \beta_{11}+P & \beta_{12} \cdots\cdots\cdots \beta_{1n} \\ \beta_{21} & \beta_{22}+P \\ \vdots & \\ \beta_{n1} & \beta_{nn}+P \end{vmatrix} \qquad 3.\ 21$$

où les coefficients β_{ij} sont réels.

Nous avons rédigé et mis au point les programmes 8 et 9 : le programme 8 réduit le déterminant à la forme donnée par l'équation 3. 21 et le programme 9 fait le calcul des pôles de $G(p)$ en utilisant les résultats obtenus avec le programme 8.

Il existe plusieurs façons de trouver la fréquence de coupure f_c à partir des résultats obtenus par l'ordinateur ; nous pouvons citer par exemple les suivantes :

a) on prendra l'équation 3.17 et on tracera le diagramme de Bode du module de $G(f)$, la fréquence f_c peut être lue directement à partir du diagramme ;

b) si un pôle est très petit par rapport aux autres pôles, c'est-à-dire s'il existe un pôle principal , on a une première approximation pour f_c :

$$f_c \simeq \frac{P_\ell}{2\pi} \qquad 3.\ 22$$

c) une manière plus précise pour déterminer applicable dans les cas où les zéros sont à des fréquences

très grandes par rapport à celles des pôles dominants, peut être dérivée à partir de l'équation 3. 17.

En tenant compte du fait que les modules de β_1 , β_2 , ... , β_m , sont grands, on peut considérer que dans le voisinage de ω_c le numérateur est constant et égal à :

$$K' = K \beta_1 \beta_2 \cdots \beta_m \qquad 3.\ 23$$

Si tous lespôles sont réels, on a :

$$\left| G(\omega) \right| \simeq \frac{K''^2}{1+\omega^2\left(\frac{1}{p_1^2}+\frac{1}{p_2^2}+\cdots+\frac{1}{p_n^2}\right)+\omega^4\left(\frac{1}{p_1^2 p_2^2}+\cdots\right)+\cdots} \qquad 3.\ 24$$

avec :

$$K'' = \frac{K'}{p_1 p_2 \cdots p_n}$$

On a supposé que $p_1, p_2, \ldots, p_n$ sont réels, ce qui entraîne que les coefficients de l'équation 3. 24 sont positifs, donc $|G(\omega)|$ est une fonction monotone décroissante de ω . Ceci est le cas usuel des amplificateurs non compensés.

D'autre part :

$$\left| G(\omega_c) \right|^2 = \frac{(K'')^2}{2} \qquad 3.\ 25$$

Donc : $$\omega_c < |p_1|, |p_2|, \ldots, |p_n| \qquad 3.\ 26$$

Une bonne approximation pour $|G(\omega_c)|$ en considérant l'équation 3. 24 est :

$$\left| G(\omega_c) \right| = \frac{(K'')^2}{2} \simeq \frac{(K'')^2}{1+\omega_c^2\left(\frac{1}{p_1^2}+\frac{1}{p_2^2}+\cdots+\frac{1}{p_n^2}\right)} \qquad 3.\ 27$$

D'où :

$$\frac{1}{\omega_c^2} = \frac{1}{p_1^2} + \frac{1}{p_2^2} + \cdots + \frac{1}{p_n^2} \qquad 3.\ 28$$

Et $$f_c = \frac{w_c}{2\pi}$$ 3. 29

3. 3) 2- Programme ACLINE

Le programme ACLINE que nous avons utilisé a été mis au point par une équipe de chercheurs du Laboratoire de Génie Electrique de l'Université Paul Sabatier à Toulouse.

ACLINE a été conçu pour être au départ appliqué à l'électronique linéaire et il permet aussi l'utilisation d'éléments de circuits hyperfréquences sur un ordinateur IRIS 80 (langage Fortran).

Le programme ACLINE (version 2C) offre, entre autres, les possibilités suivantes : analyse fréquentielle, analyse de sensibilité, optimisation, génération de boîtes noires.

La description du réseau est très simple et le programme fournit, entre autres, les résultats standard ci-après :

- rapports de tension,
- rapports de courant,
- impédance de transfert,
- admittance de transfert,
- gain de puissance,
- gain de transfert.

3. 3) 3- Programme ALUA

Le programme ALUA a été conçu par le Professeur GRUSZCZYNSKI de la Faculté d'Electronique de l'Institut Polytechnique de GDANSK (Pologne). La version utilisée a été modifiée par Monsieur MATHEAU (ENSEEIHT Toulouse).

ALUA est un programme d'analyse de réseaux linéaires actifs ou passifs par la méthode des noeuds sur un mini-ordinateur HP 9830 A (langage basé).

La description du réseau est très simple et le programme fournit les résultats standard ci-après :

- *toutes les tensions des noeuds,*
- *une tension entre deux noeuds,*
- *rapport de tensions entre deux paires de noeuds,*
- *impédance d'entrée vue de la source indépendante,*
- *gain effectif entre accès 1 et 0 et un accès quelconque (0 est la référence de la masse et 1 est la référence de l'autre noeud de la source indépendante).*

3. 3) 4- Comparaison des méthodes utilisées

Sur un exemple numérique correspondant au circuit équivalent de la figure 3. 5), nous comparons les valeurs obtenues du module du gain composite pour différentes fréquences.

Les valeurs des paramètres, correspondant à des valeurs expérimentales pour les résistances extérieures et des valeurs mesurées pour les paramètres internes des transistors, sont les suivantes :

$R_g = 25\,\Omega$ $g_{m_1} = 66$ mA/V $r_{b_1} = 1261\,\Omega$ $r_{bb'_1} = 60\,\Omega$ $C_{c_1} = 1$ pf $C_{b_1} = 14.94$ pf

$R_c = 2100\,\Omega$ $g_{m_2} = 64$ mA/V $r_{e_2} = 15.41\,\Omega$ $r_{bb'_2} = 60\,\Omega$ $C_{c_2} = 0.97$ pf $C_{b_2} = 11.27$ pf

$R_L = 49.25\,\Omega$ $g_{m_3} = 123$ mA/V $r_{b_3} = 659\,\Omega$ $r_{bb'_3} = 60\,\Omega$ $C_{c_3} = 1.11$ pf $C_{b_3} = 14.48$ pf

Ceci correspond à des conditions de polarisation avec un courant de l'ordre de 2 mA pour le montage cascode et de 4 mA pour le follower, les tensions collecteur base étant de l'ordre de 5 V.

Le tableau ci-après donne les valeurs numériques obtenues pour différentes fréquences entre 1 MHz et 500 MHz. Celui-ci appelle plusieurs commentaires :

Les résultats sont sensiblement concordants dans la gamme de fréquence utilisée bien qu'une certaine divergence apparaisse surtout vers les hautes fréquences. La méthode automatique obtenue soit par ACLINE, soit par ALUA donne les mêmes résultats ; ceci est dû à la méthode de développement numérique qui doit être sensiblement la même. La méthode par les déterminants donne une légère différence ce qui indique un mode de développement légèrement différent ; ALUA et cette dernière méthode étant sur le même ordinateur HP 30, on ne peut attribuer cette différence à la précision de ce dernier. La méthode analytique semble, à priori, la plus exacte, car les valeurs numériques ne sont introduites qu'au niveau des formules littérales qui ont été préalablement développées et simplifiées ; par contre, la méthode numérique de résolution d'un déterminant peut donnerune certaine erreur dans certains domaines de fréquence et suivant le type de développement, le résultat final pouvant dépendre de la différence de deux termes très voisins. De façon générale, il serait intéressant de prévoir la précision des résultats qui peuvent, dans le cas le plus général, dépendre du type de circuit, du type de calculateur, du domaine de fréquence et du mode de développement numérique utilisé.

Les temps de calculs sont aussi un critère qui peut être déterminant. Ceux-ci donnent aussi une indication sur la méthode et le type de calculateur utilisés. La méthode analytique sur HP 20 donne un temps de calcul extrêmement bref, de l'ordre d'une dizaine de secondes, malgré la lenteur de ce type de calculateur. Ceci est dû au fait que la grande partie du travail a été effectuée à la main et qu'il n'est pas nécessaire de repartir à zéro lorsque

f[MHz] \ |G(f)| db	Méthode analytique	Méthode déterminants	Méthodes automatiques
1	37,54	37,53	37,38
2	37,52	37,51	37,36
3	37,49	37,48	37,33
4	37,45	37,44	37,29
5	37,39	37,38	37,23
6	37,32	37,32	37,16
7	37,24	37,24	37,09
8	37,15	37,15	37,00
9	37,05	37,06	36,90
10	36,94	36,95	36,79
20	35,47	35,53	35,33
30	33,69	33,78	33,55
40	31,92	31,99	31,76
50	30,24	30,27	30,06
60	28,68	28,66	28,46
70	27,21	27,13	26,97
80	25,87	25,70	25,57
90	24,59	24,33	24,25
100	23,39	23,04	23,00
150	18,19	17,34	17,61
200	13,99	12,68	13,25
250	10,50	8,62	9,59
300	7,50	5,00	6,42
400	2,54	- 1,37	1,07
500	- 1,49	- 6,98	- 3,43

Fig. 3. 6)

l'on passe d'une fréquence à une autre. On utilisera souvant ce programme pour la simulation, associé à une table traçante, étant donné la rapidité d'exécution. La méthode automatique donne un temps de calcul de l'ordre de 20 minutes pour ALUA et de 8 secondes pour ACLINE.

On peut également confronter ces résultats en déterminant les pôles et les zéros de la fonction de transfert $G(jw)$ étudiée. On a trouvé :

- deux zéros pour les fréquences

$f_o = 1{,}36$ GHz et $f_o' = 5{,}08$ GHz

- six pôles pour les fréquences

$f_a = 26{,}5$ MHz $f_b = 120$ MHz $f_c = 948$ MHz

$f_d = 2{,}18$ GHz $f_e = 2{,}84$ GHz $f_g = 7{,}47$ GHz

La gamme utile d'utilisation ne dépasse pas la fréquence de transition f_T du dispositif ; fréquence pour laquelle le gain est unitaire. Celle-ci d'après le tableau précédent est de l'ordre de 500 MHz. On peut donc ne retenir, du point de vue pratique, que les pôles qui sont obtenus pour f_a , f_b , f_c .

Il est intéressant de remarquer que ces trois pôles que nous appellerons principaux sont directement liés aux constantes de temps principales du montage que l'on peut évaluer "à vue" :

Constante de temps d'entrée de T_1

$$\tau_1 \simeq [(R_g + r_{bb'_1}) \| r_{b_1}](C_{b_1} + C_{c_1}) \simeq 1{,}27 \text{ ns} \quad \text{soit} \quad f_1 = 133 \text{ MHz}$$

Constante de temps d'entrée de T_2

$$\tau_2 \simeq \pi_{e_2} \cdot C_{\beta_2} \simeq \frac{C_{\beta_2}}{g_{m_2}} = 0{,}176\ ns \qquad \text{soit } f_2 \simeq 900\ MHz$$

Constante de temps d'entrée de

$$\tau_3 \simeq \frac{(R_c + r_{\beta\beta'_3})\, r_{\beta_3}}{R_c + r_{\beta\beta'_3} + g_{m_3} r_{\beta_3} R_L} \left[C_{\beta_3} + (C_{c_2} + C_{c_3})\, g_{m_3} R_L \right] = 6{,}3\ ns \qquad \text{soit } f_3 \simeq 25{,}2\ MHz$$

Dans l'exemple considéré, on peut donc conclure que le pôle de premier ordre est donné par l'étage follower, le deuxième ordre par l'émetteur commun, le troisième ordre par la base commune.

La courbe de la figure 3. 7) représente le tracé asymptotique et réel du module du gain en diagramme de Bode pour différentes approches du premier, deuxième et troisième ordre. Les segments verticaux représentent l'écart maximum entre les différentes méthodes. On peut donc conclure que dans la bande passante utile de l'amplificateur les différentes méthodes ont une précision suffisante et qu'une approche au deuxième ordre suffit pratiquement il suffira donc de déterminer les deux pôles principaux pour apprécier le comportement fréquentiel de l'amplificateur.

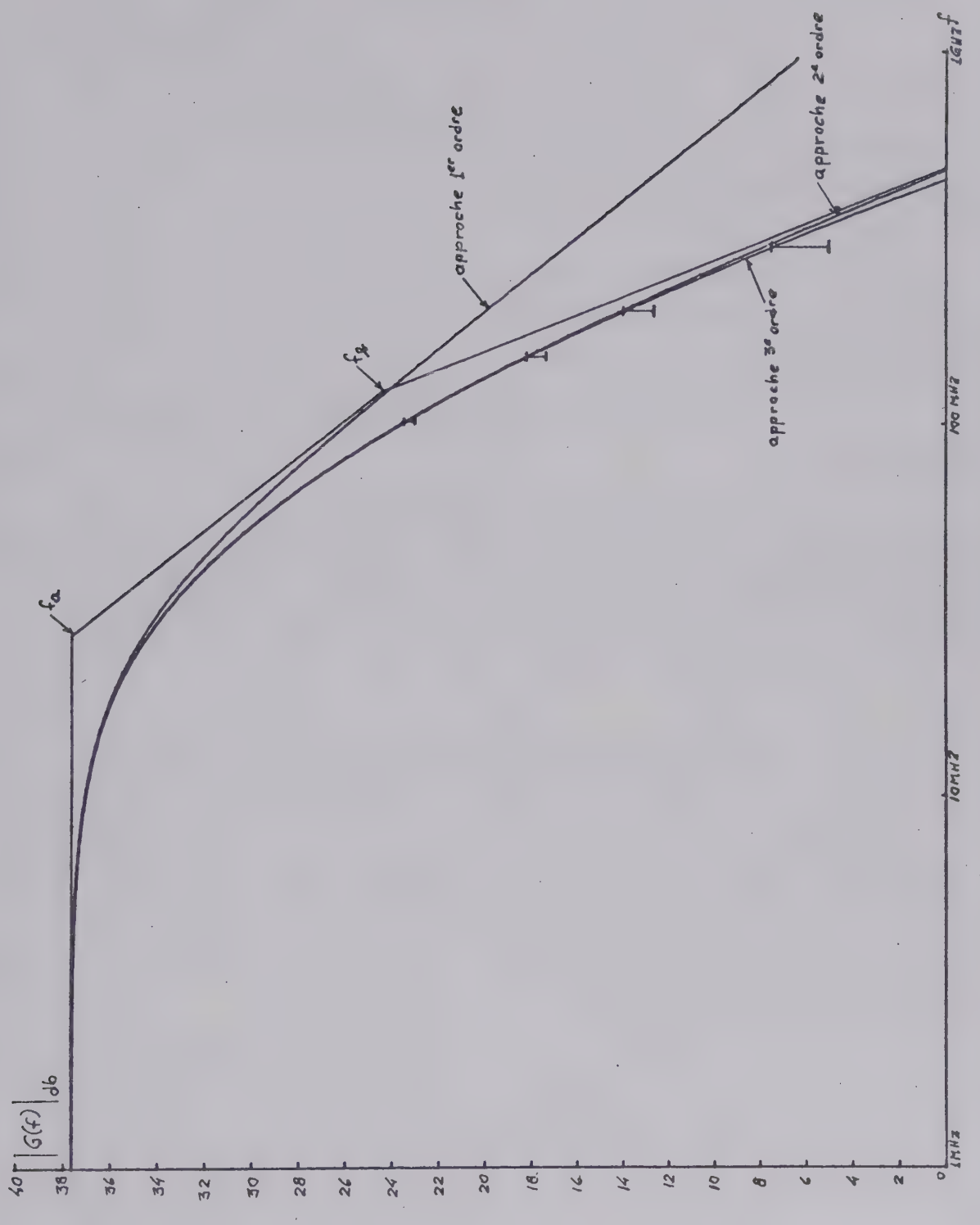


Fig. 3.7) Tracé asymptotique et réel en Bode avec approche au 1er, 2ème, 3ème ordre

3. 4) Simulation et sensibilité aux paramètres

Nous venons de voir qu'il est possible d'utiliser l'une ou l'autre méthode d'analyse. Cependant, nous avons utilisé pour une simulation en sensibilité le programme d'analyse mis au point sur le calculateur HP 20 permettant un tracé rapide des résultats.

Nous pouvons ainsi évaluer l'influence de différents paramètres sur la courbe de réponse du gain composite en tension $G(f)$.

3. 4) 1- Sensibilité aux paramètres internes des transistors

Afin d'examiner quels paramètres modifient le plus le gain composite en amplitude et fréquence, on s'impose une certaine variation de chaque paramètre élémentaire. On tracera sur ordinateur la courbe $G(f)$ en dB en indiquant :

- courbe 0 : valeurs nominales du gain avec les valeurs des paramètres données au paragraphe 3. 3) 4- ;
- courbe 1 : valeurs des paramètres relatifs au transistor T_1 doublées ;
- courbe 2 : valeurs des paramètres relatifs au transistor T_2 doublées ;
- courbe 3 : valeurs des paramètres relatifs au transistor T_3 doublées.

Les figures 3. 8, 3. 9, 3. 10, 3. 11 représentent les sensibilités aux paramètres pente interne g_m, résistance d'entrée π_b, capacité de réaction C_c, capacité d'entrée C_b.

On peut en tirer les observations suivantes :

pour la pente g_m

La pente du premier étage est primordiale pour obtenir un gain important ; en effet :

$$G(0) \simeq g_{m_1} R_C$$

La pente du troisième étage joue légèrement dans la mesure où le gain du follower n'est pas tout à fait unitaire.

pour la résistance d'entrée $r_{bb'}$

C'est l'un des termes qui joue le moins dès que l'on fait un circuit large bande (attaque en tension). Seul le troisième étage peut avoir une légère influence si son gain n'est pas tout à fait unitaire.

Les paramètres réels g_m et $r_{bb'}$ ont donc surtout une influence évidente sur le gain basse fréquence. Par contre, les capacités vont modifier essentiellement la fréquence de coupure.

pour la capacité de réaction C_c

Le premier étage a peu d'influence car l'effet Miller est très réduit. Les étages 2 et 3 donnent sensiblement le même résultat car les capacités C_{c_2} et C_{c_3} influencent la pulsation ω_{23} comme nous l'avons vu précédemment.

pour la capacité d'entrée $C_{bb'}$

Le deuxième étage n'a pratiquement plus d'influence car le pôle correspondant est directement lié à la fréquence de coupure ω_α soit aussi pratiquement ω_T qui donne un pôle en très haute fréquence assez éloigné du pôle principal.

Les étages 1 et 3 ont plus d'influence car ils agissent de toute évidence sur les deux pôles principaux ω_a (ou ω_3), ω_b (ou ω_1).

On peut également étudier l'influence du terme $r_{bb'}$. Les figures 3. 12 et 3. 12 1) traduisent son effet. Dans la première figure, on a modifié globalement les trois résistances de T_1, T_2, T_3 avec une même valeur et on observe une détérioration des performances lorsque $r_{bb'}$ croît. La figure qui suit montre l'influence sur chaque étage lorsque l'on double la valeur de $r_{bb'}$ correspondante. On observe une

influence prépondérante du premier étage. Ceci est d'autant plus sensible que l'attaque se fait en tension : valeurs de R_g faibles.

3. 4) 2- Sensibilité par rapport au courant de polarisation

Il est intéressant de connaître, du point de vue de l'optimisation, la réponse en fréquence du montage en fonction de la polarisation des transistors. D'autre part, ce type de variation est moins arbitraire que celui obtenu au paragraphe précédent car les paramètres internes sont liés et ne peuvent être modifiés de façon indépendante.

La figure 3. 13 montre l'influence de la polarisation du cascode lorsque l'on modifie R_C de façon à obtenir un gain moyenne fréquence constant. La fréquence de coupure augmente avec le courant. Ceci est lié au fait que R_C diminue et que, par conséquent, la pulsation du pôle principal est plus grande.

La figure 3. 14 montre un deuxième cas de simulation pour un gain plus faible. Le phénomène est inversé. Ceci vient tout simplement du fait, qu'en ce cas, le pôle principal est celui lié à l'entrée.

Les figures 3. 15 et 3. 16 montrent l'influence de la polarisation du suiveur. On observe une amélioration des performances dans les deux cas de gains choisis lorsque le courant augmente. Ceci est lié au gain en tension du suiveur qui est plus près de l'unité et au pôle correspondant dont la pulsation ω_3 est plus grande.

3. 5) Vérification expérimentale

Dans les montages expérimentaux des circuits, il existe des effets parasites (capacitifs) qui ont une

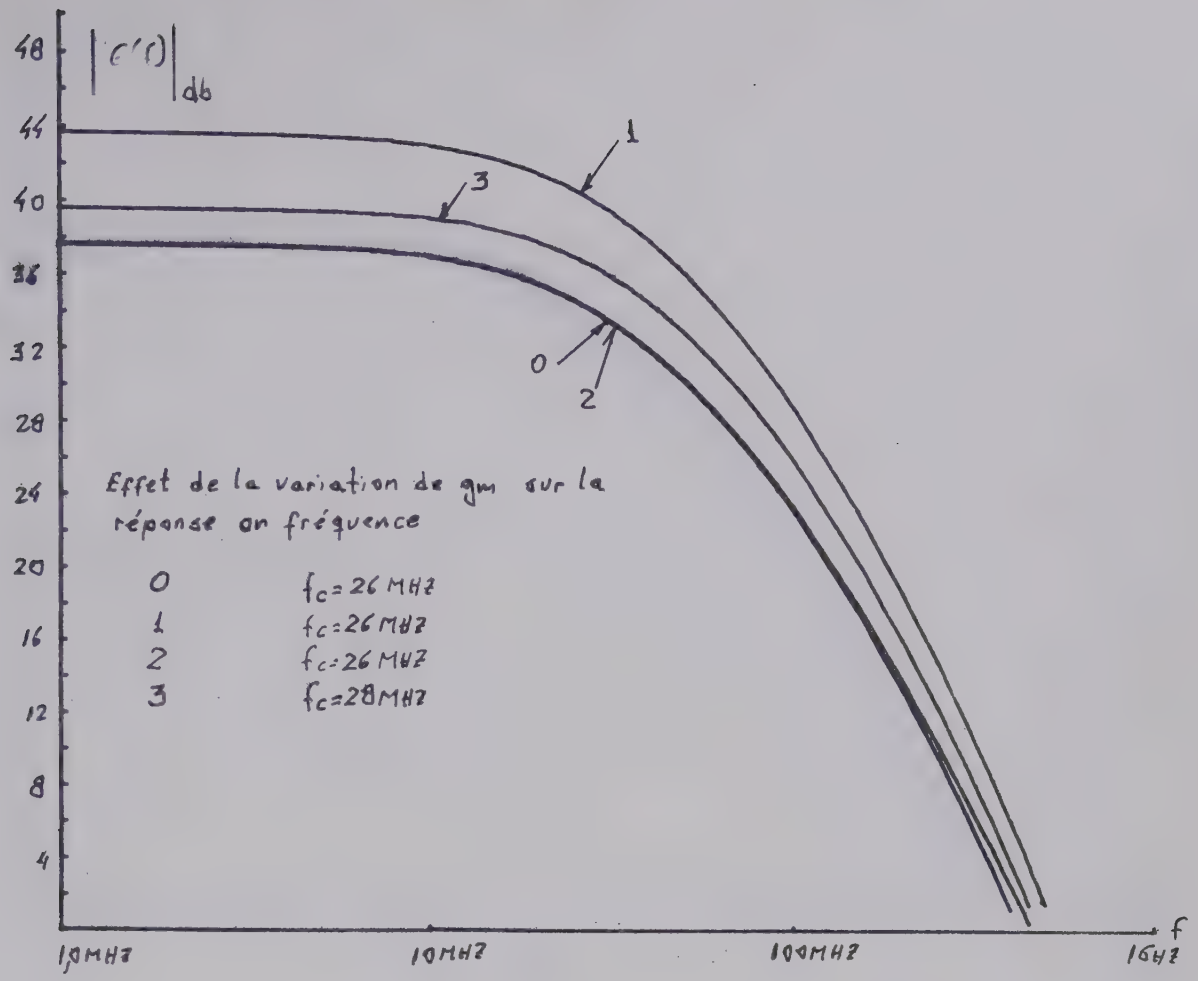


Figure 3.8

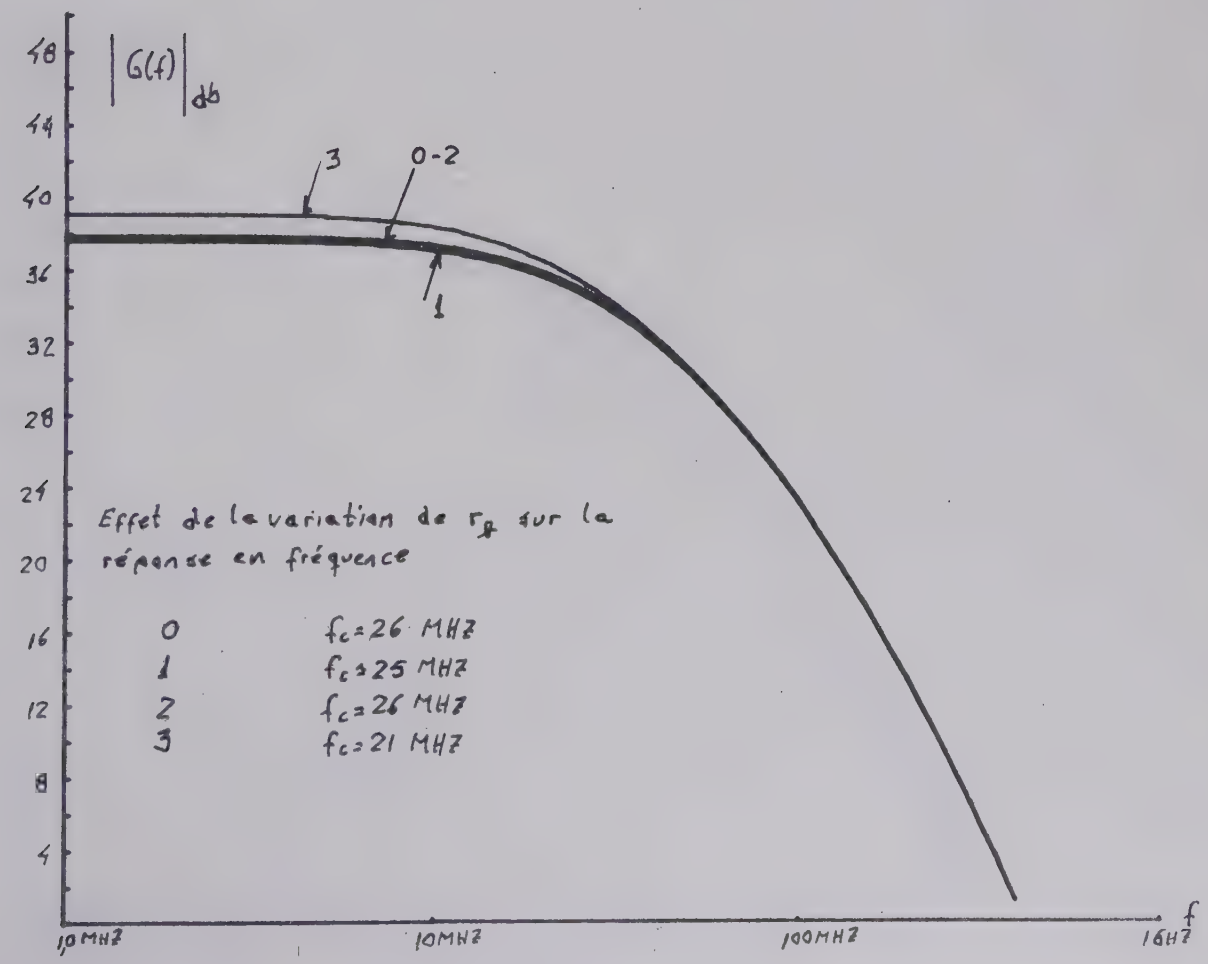


Figure 3.9

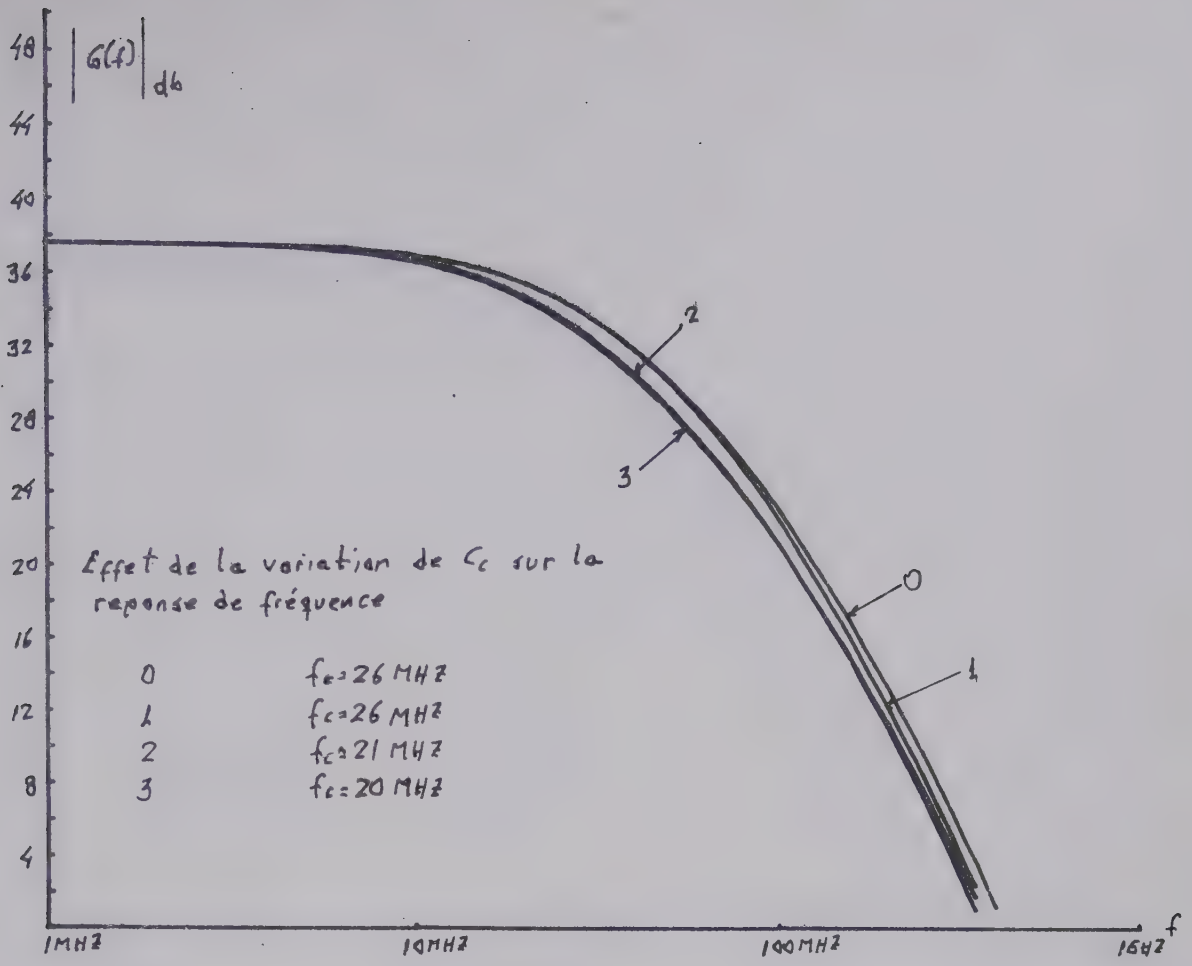


Figure 3.10

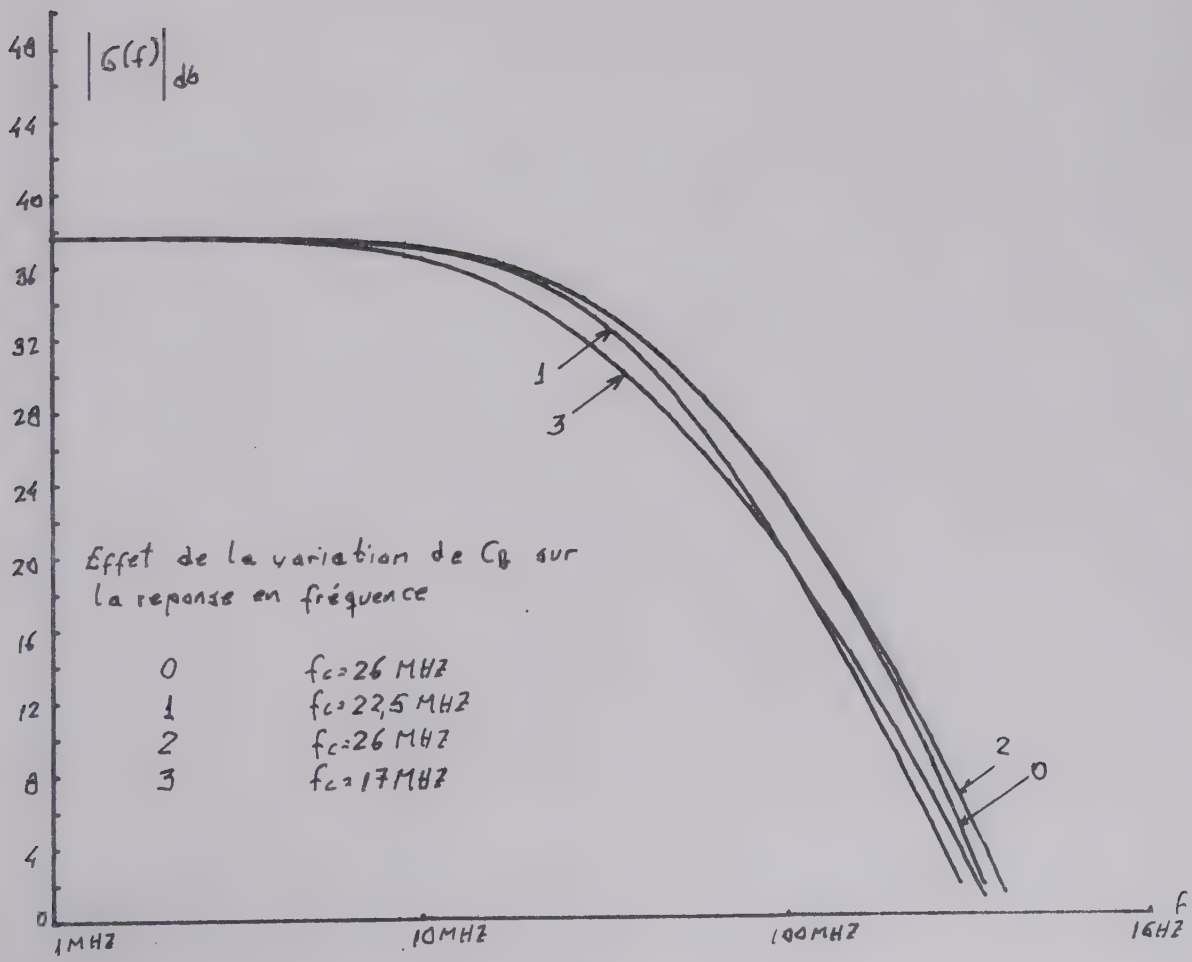


Figure 3.11

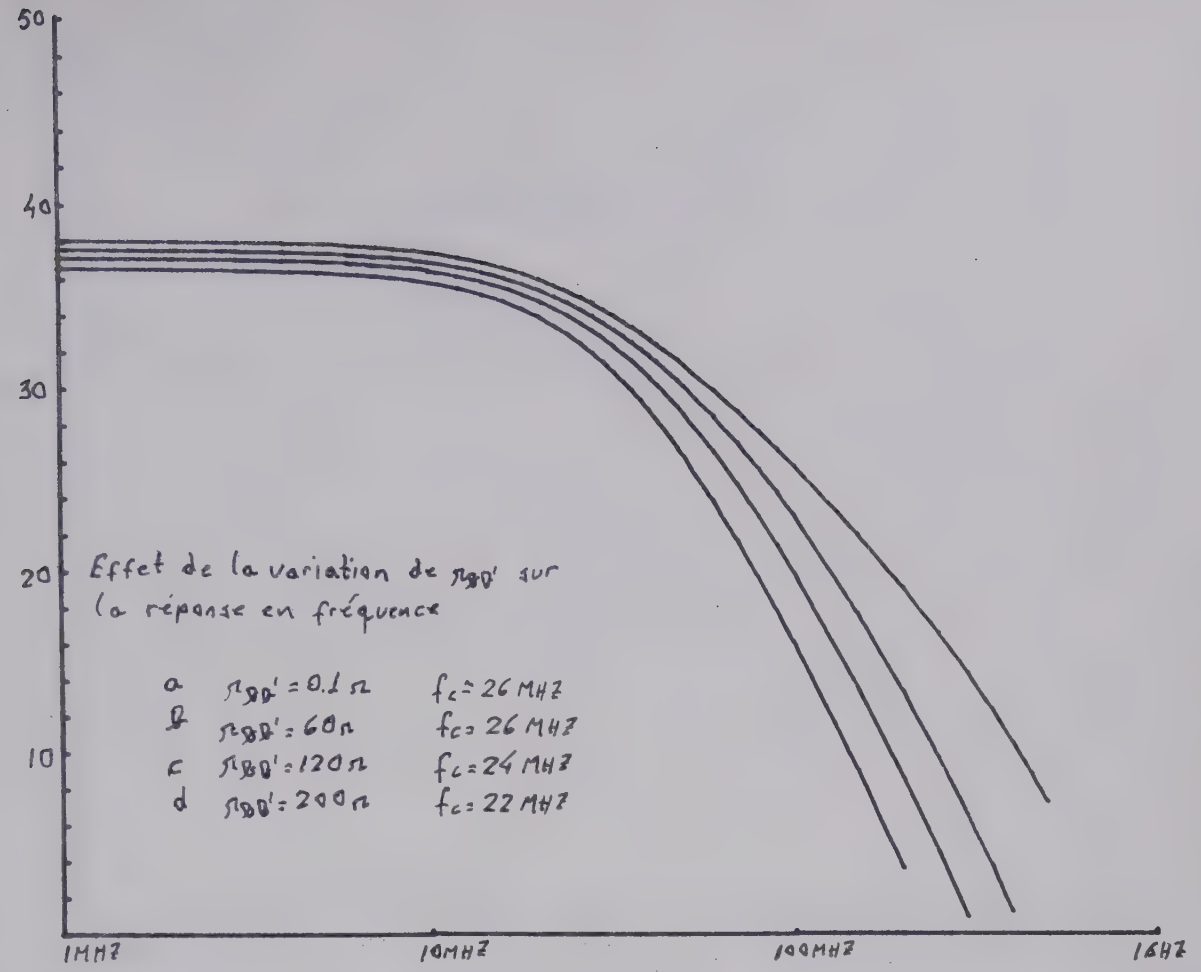


Figure 3.12

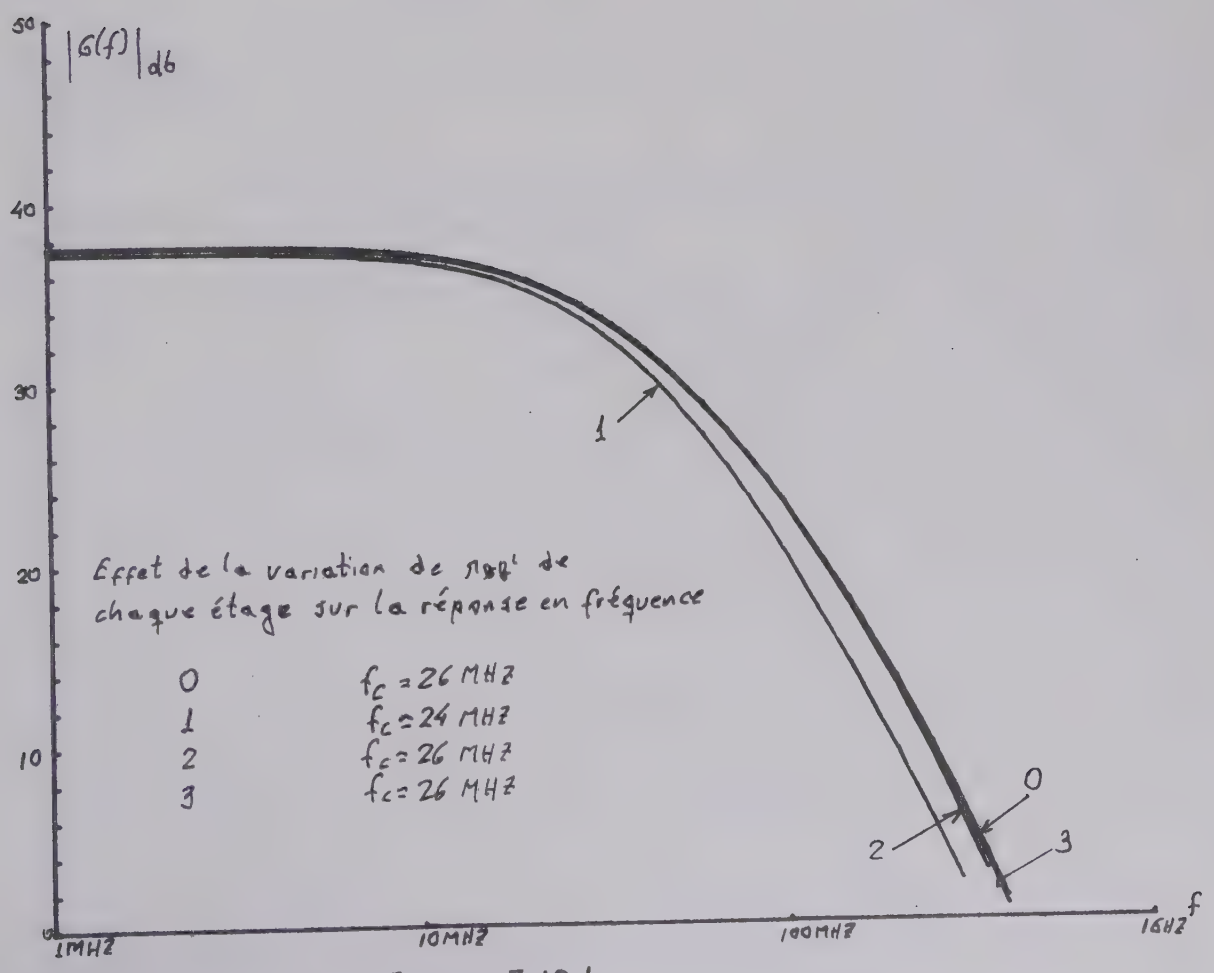


Figure 3.12.1

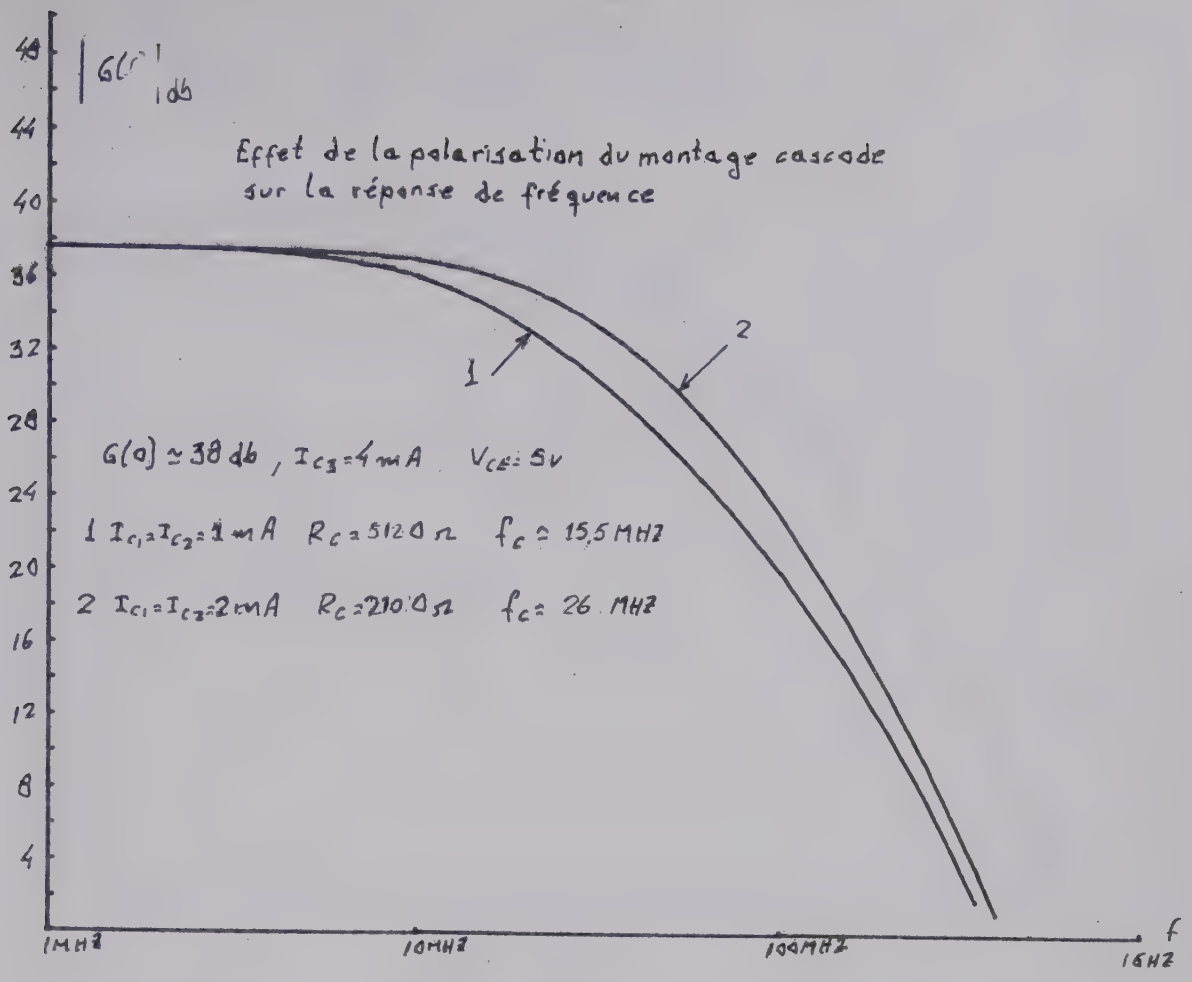


Figure 3.13

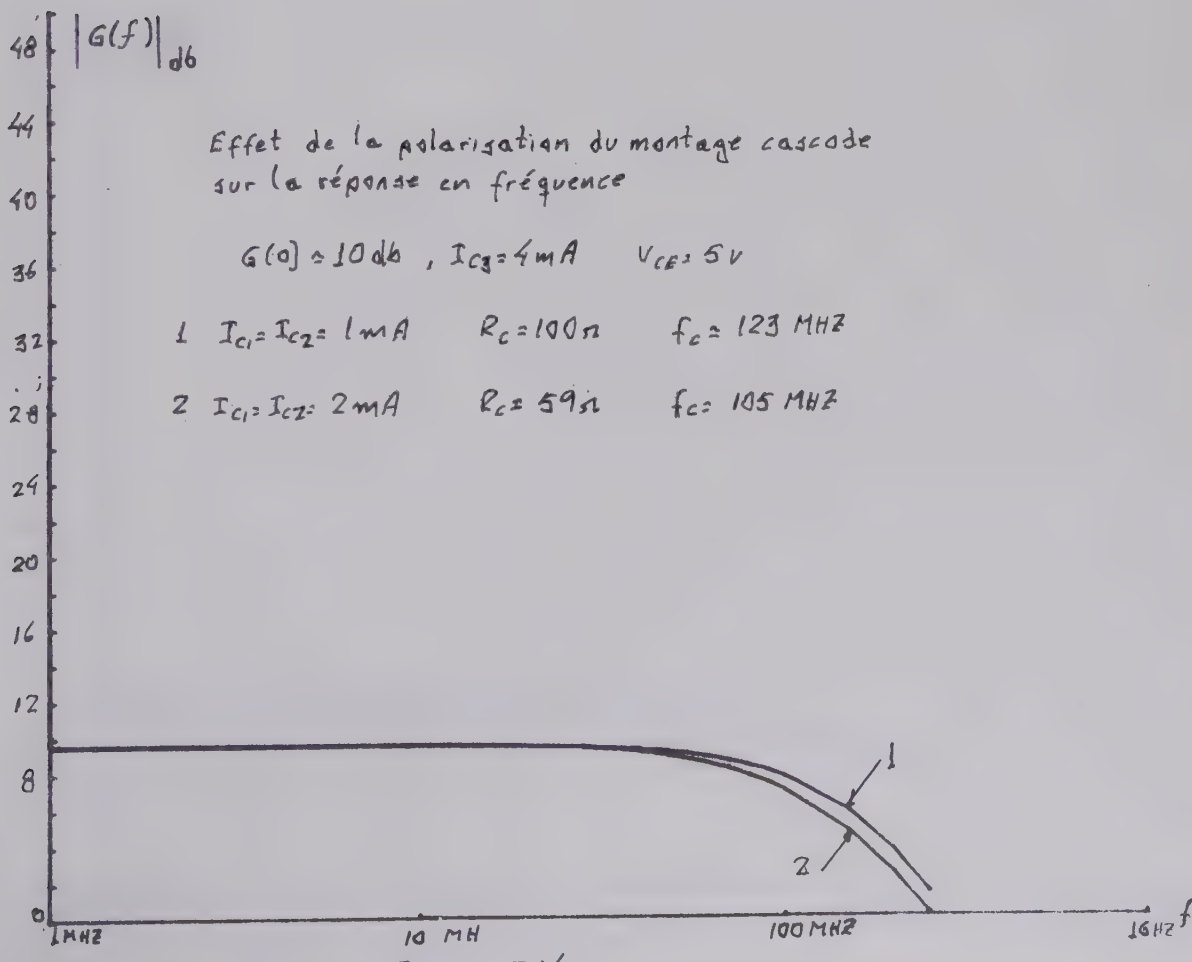


Figure 3.14

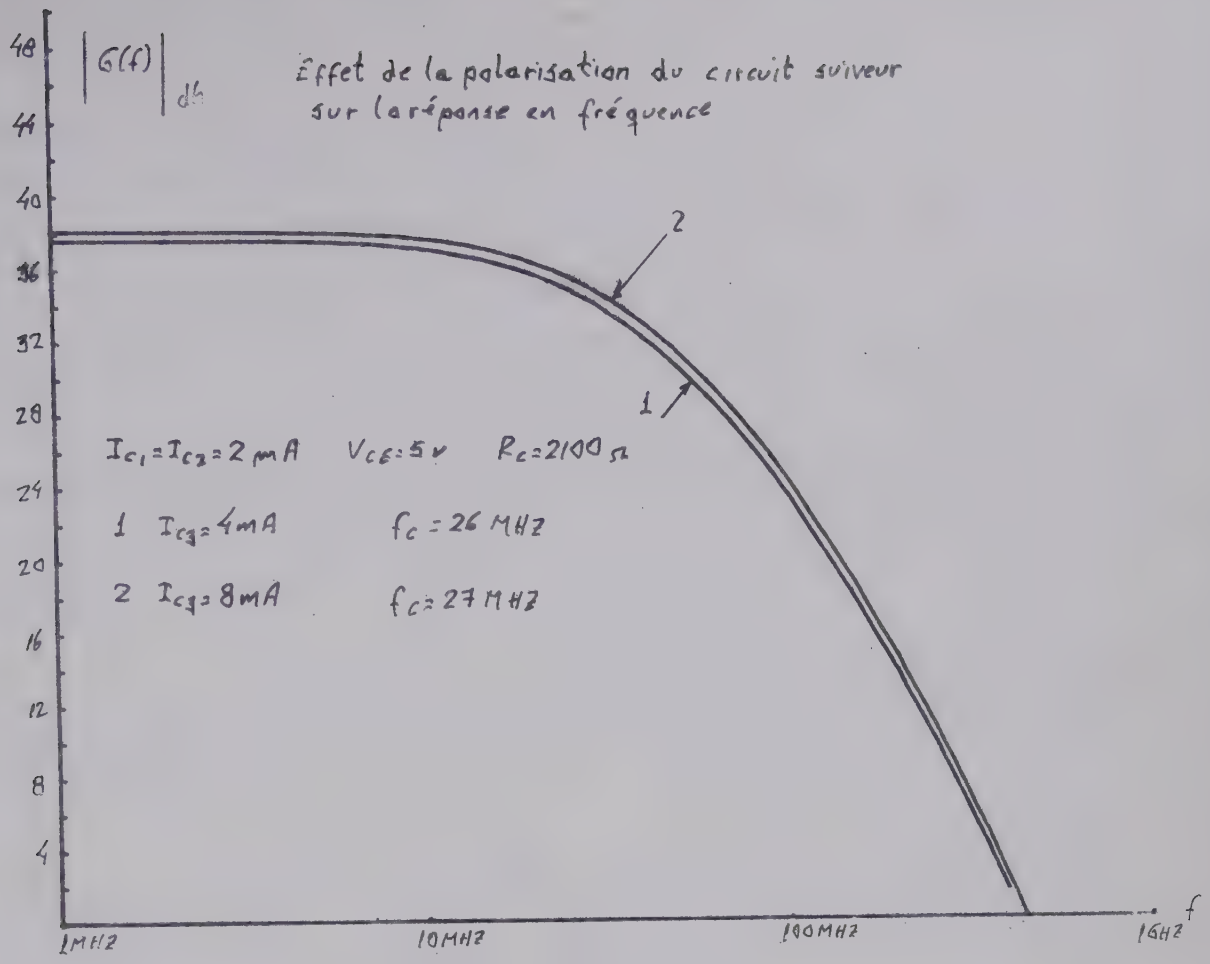


Figure 3.15

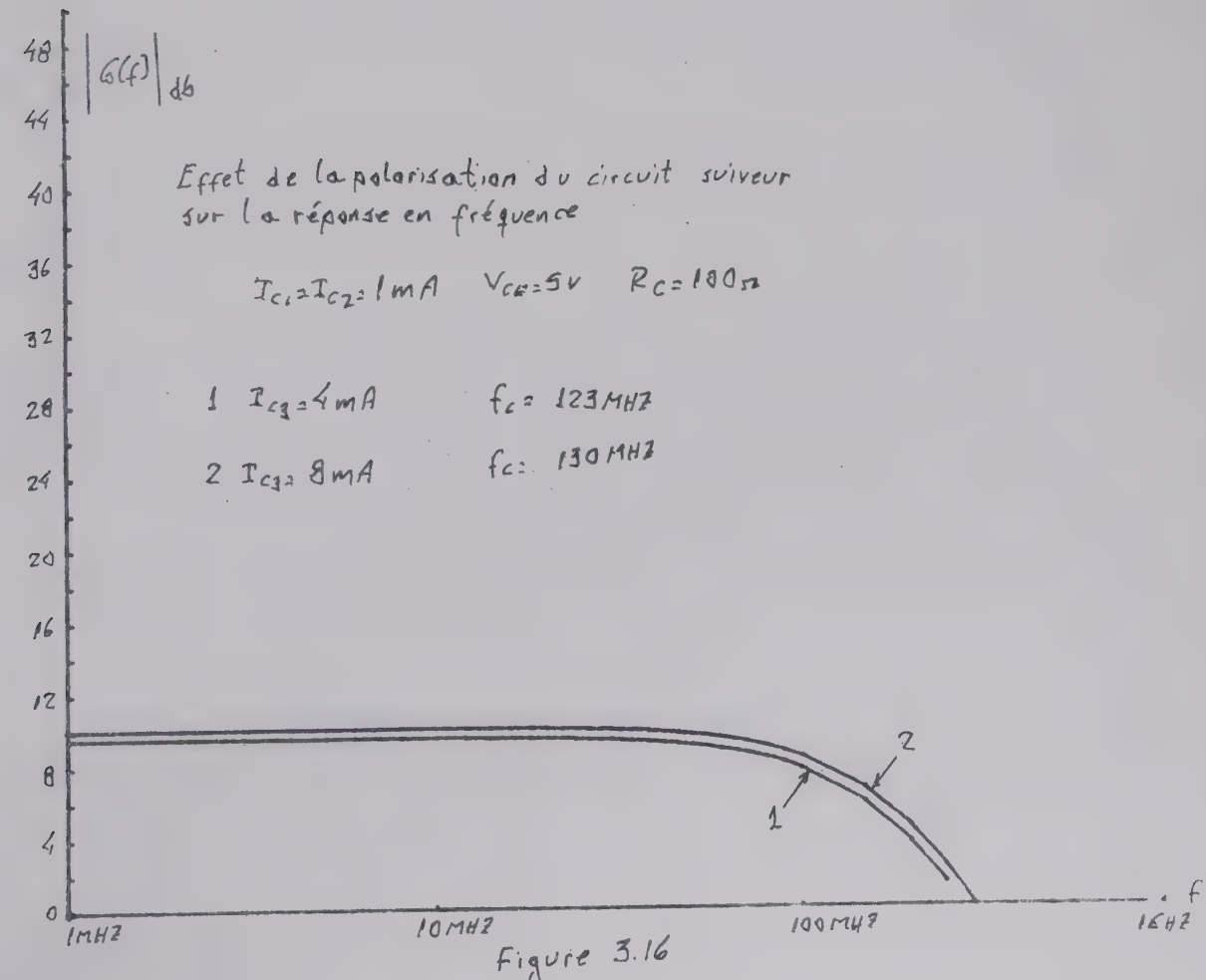


Figure 3.16

grande importance sur le rendement des amplificateurs en hautes fréquences. Dans le but de minimiser ces effets parasites, nous avons essayé deux techniques de montage :

a) circuits imprimés,
b) montage "en l'air" (24)

Après de plusieurs essais, nous avons constaté que l'on obtient des effets parasites plus faibles en réalisant les montages "en l'air". Dans la suite de notre travail, nous avons employé cette technique.

Pour vérifier le modèle du transistor et les valeurs de ses paramètres capacitifs, nous avons suivi le processus suivant :

a) dans un montage cascode-suiveur, nous avons ajouté des capacités externes entre les accès base-émetteur et base-collecteur de chaque transistor ;

b) pour une polarisation donnée, nous avons déterminé la réponse de fréquence pour différents gains de tension.

En comparant théorie et expérience, nous avons pu constater :

- que, pour le cas où on ajoute une capacité externe entre base et collecteur du transistor d'entrée, on a obtenu un résultat pratique tout à fait différent au résultat théorique car pratiquement on a obtenu une valeur de f_c égale à celle du circuit original ; par contre, théoriquement, on a trouvé une valeur de f_c plus faible à celle du circuit utilisé.

Il n'a pas été possible d'établir une corrélation convenable entre les résultats théoriques et pratiques pour tous les cas du point 8.

Aussi, il nous a été nécessaire d'introduire un schéma équivalent modifié du transistor bipolaire.

La capacité de réaction C_c introduite dans le schéma de Giacoletto ne semble pas donner la sensibilité escomptée. Aussi, nous avons introduit la notion de capacité collecteur répartie qui peut se ramener à deux capacités aux extrémités de la résistance $r_{bb'}$ (voir premier chapitre) soit le schéma représenté figure 3. 17.

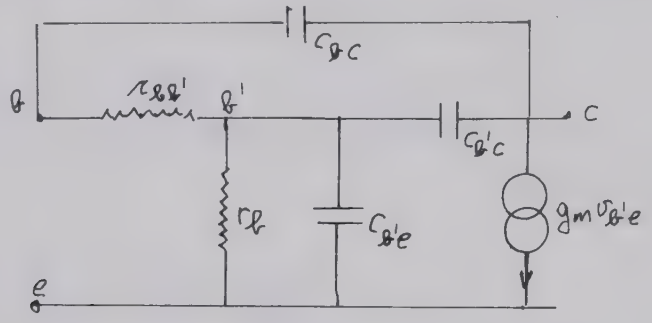


Fig. 3. 17 Schéma équivalent modifié.

On en déduit le schéma modifié du cascode suiveur représenté figure 3. 18.

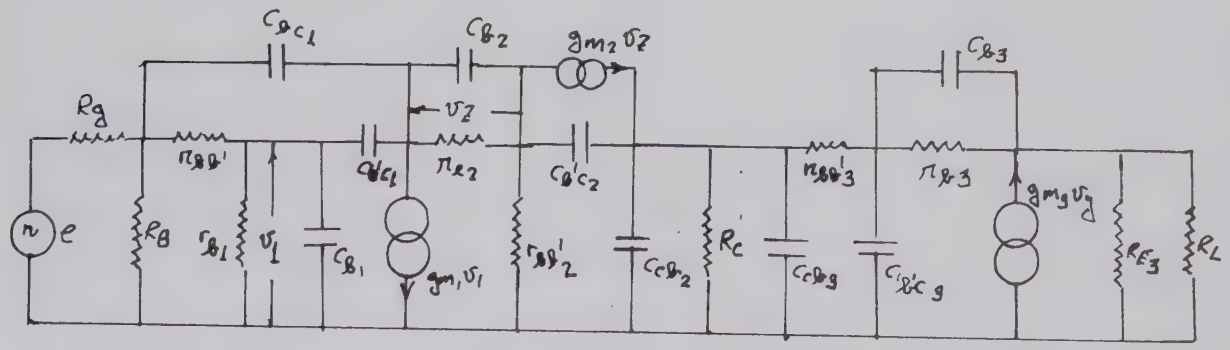


Fig. 3. 18 Schéma équivalent modifié en circuit cascode-suiveur.

3. 5) 1- Sensibilité aux paramètres

Il est possible de modifier les performances du montage :

- soit en agissant sur les capacités des transistors ; il suffit de rajouter des capacités inter-électrodes comme il a été indiqué plus haut ;

- soit en agissant sur les conditions de fermeture : essentiellement la résistance R_C et celle du générateur d'entrée R_g ; on conservera $R_L = 50\Omega$ pour des facilités de mesure.

On a choisi un point de polarisation donnant un gain moyen de 24 dB (environ 16) et une fréquence f_c de l'ordre de 40 MHz compromis entre une fréquence assez haute pour évaluer les effets du deuxième ordre et pas trop élevée cependant pour effectuer des mesures précises. Ce qui nous conduit à une polarisation type (0) :

$I_1 = I_2 = 1\,mA$ ($V_C \simeq 5v$) $\qquad R_6 = 25\Omega$

$I_3 = 8\,mA \qquad R_C = 622\Omega \qquad R_L = 50\Omega$

La figure 3. 19 représente la courbe théorique en tenant compte des valeurs mesurées au chapitre II et tenant des relations :

$$C_{b'c} = \lambda C_c \qquad C_{bc} = (1-\lambda) C_c$$

Avec, pour la majorité des transistors de type PLANAR, $\lambda \simeq 0,3$.

Les points expérimentaux, à la précision de mesure près, semblent en bonne concordance.

Influence des capacités

En ajoutant une capacité fixe de 10 pF, entre base et collecteur, on modifiera la fréquence de coupure

comme le montre la figure 3. 20. Le cas 1 (C_{c1} + 10pf) ne modifie pratiquement pas la réponse car pour R_6=25, le pôle correspondant est secondaire.

Les cas 2 et 3 donnent effectivement le même résultat car on a vu que les capacités C_{c2} et C_{c3} interviennent de la même façon sur le pôle principal.

La figure 3. 21) représente la sensibilité au paramètre C_8 en ajoutant une capacité extérieure entre base et émetteur. On retrouve de même une insensibilité au cas 1. C_{8_2} intervient légèrement sur la fréquence de coupure. Car, avec une capacité extérieure de 68 pF, on augmente de façon appréciable la constante de temps, ce qui réduit la pulsation ω_2 qui peut être calculée par la relation :

$$\omega_2 = \frac{g_{m2}}{C_{8_2}} = 4,9.10^8 \quad \text{soit} \quad f_2 \simeq 78\ MHz$$

Ce pôle secondaire se rapproche donc du pôle principal et accélère la chute du gain en fréquence.

Le cas "3" influence de façon importante ω_3 c'est-à-dire le pôle principal.

Influence des résistances

La résistance de charge R_C du cascode donnent des points expérimentaux et des courbes théoriques représentées figure 3. 22). On constate lorsque R_C diminue que le gain moyenne fréquence diminue et que la fréquence de coupure augmente. Mais, on vérifie que le produit gain bande passante demeure constant puisqu'on agit effectivement sur le pôle principal.

L'influence de la résistance du générateur est représentée figure 3. 2 3).

Figure 3.19

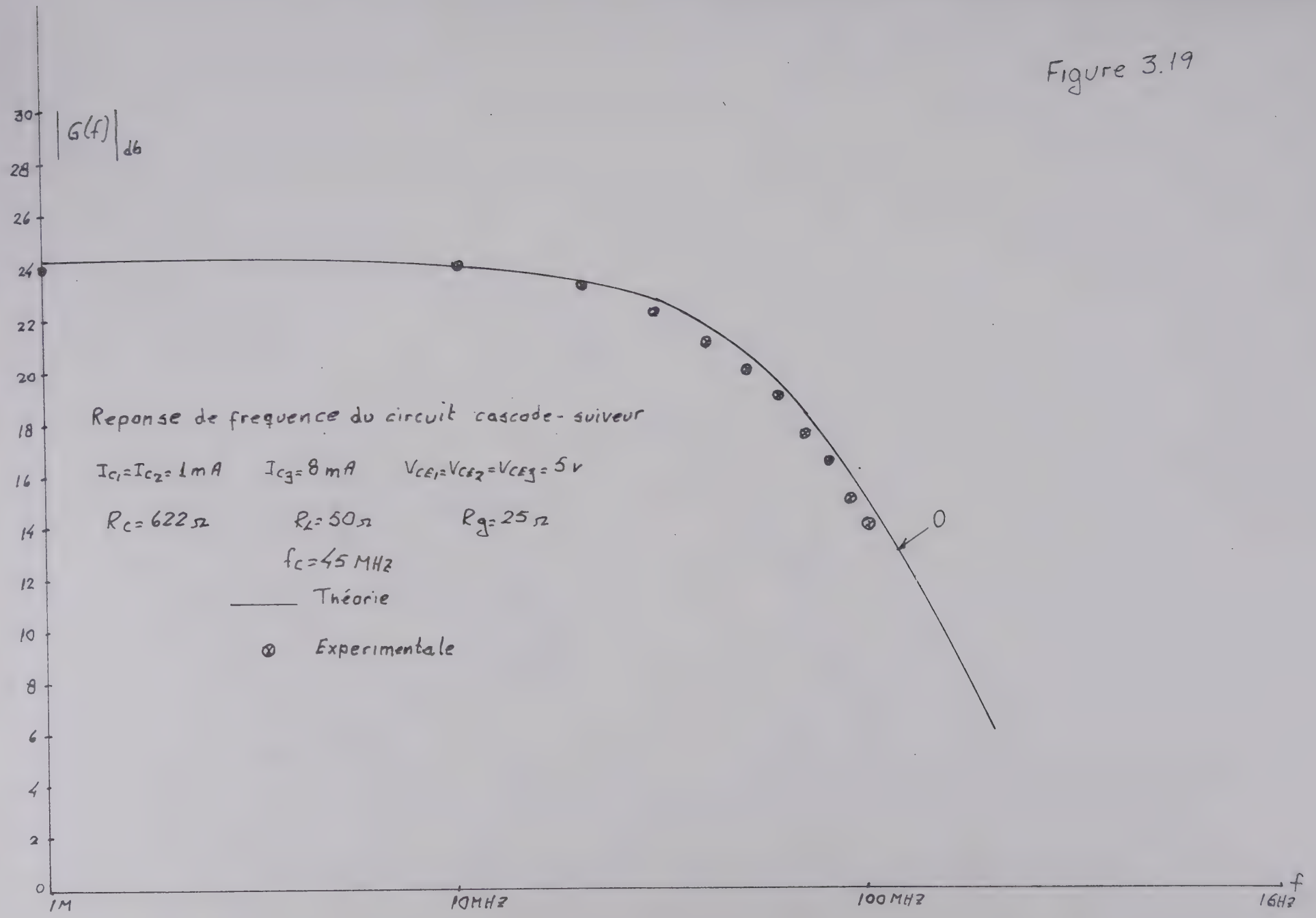

$|G(f)|_{db}$
30
28
26
24
22
20
18
16
14
12
10
8
6
4
2
0
1M
10MHz
100MHz
1GHz
f
Reponse de frequence du circuit cascode-suiveur
$I_{C_1}=I_{C_2}=1mA$
$I_{C_3}=8mA$
$V_{CE_1}=V_{CE_2}=V_{CE_3}=5v$
$R_C=622\Omega$
$R_L=50\Omega$
$R_g=25\Omega$
$f_C=45MHz$
Théorie
Experimentale
0

Figure 3.20

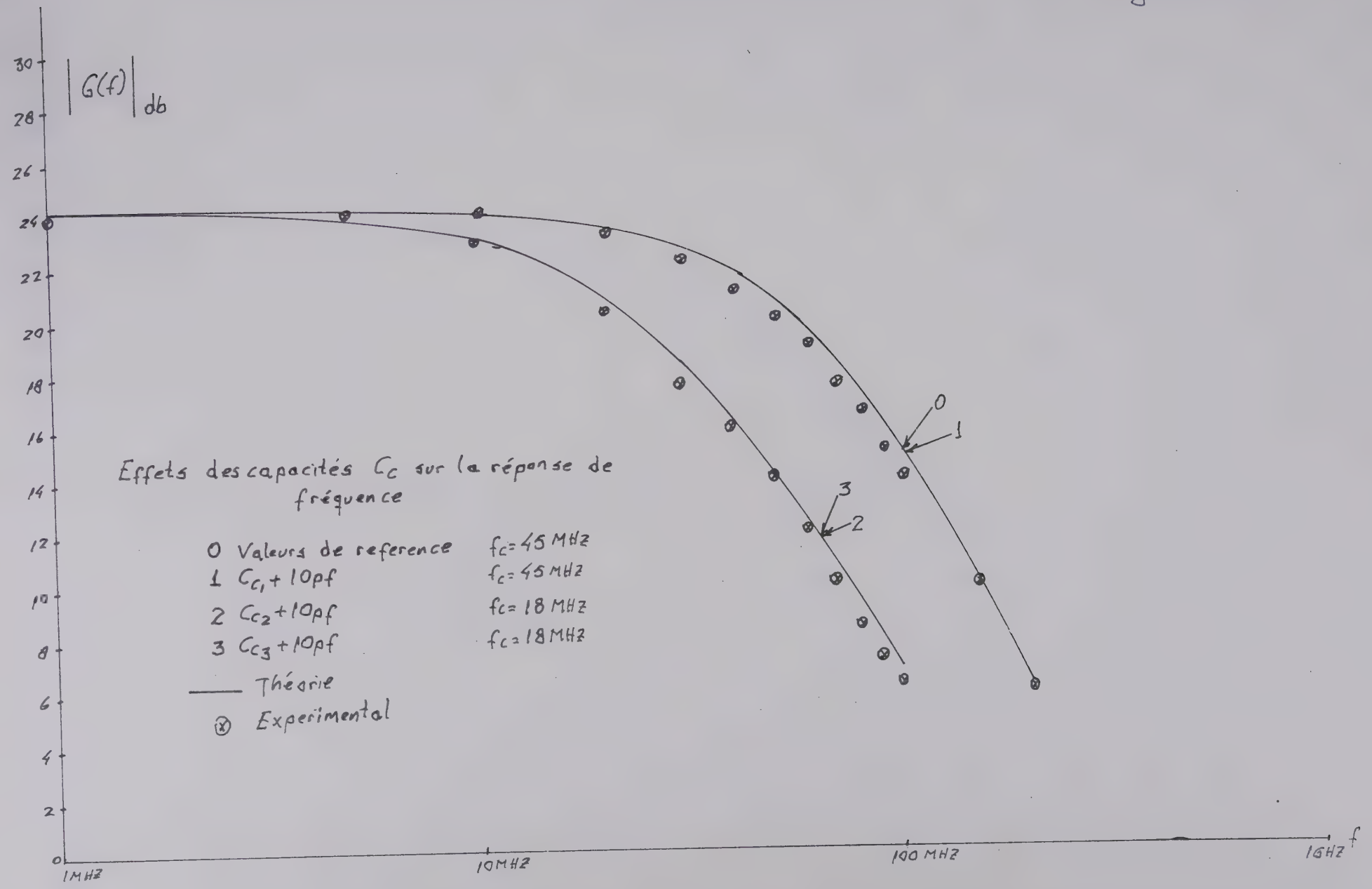

|G(f)| db
30
28
26
24
22
20
18
16
14
12
10
8
6
4
2
0
1MHZ
10MHZ
100 MHZ
1GHZ
f
0
1
2
3
Effets des capacités C_C sur la réponse de fréquence
0 Valeurs de reference f_c= 45 MHz
1 C_{C_1} + 10pf f_c= 45 MHz
2 C_{C_2} + 10pf f_c= 18 MHz
3 C_{C_3} + 10pf f_c= 18 MHz
Théorie
Experimental

Figure 3.21

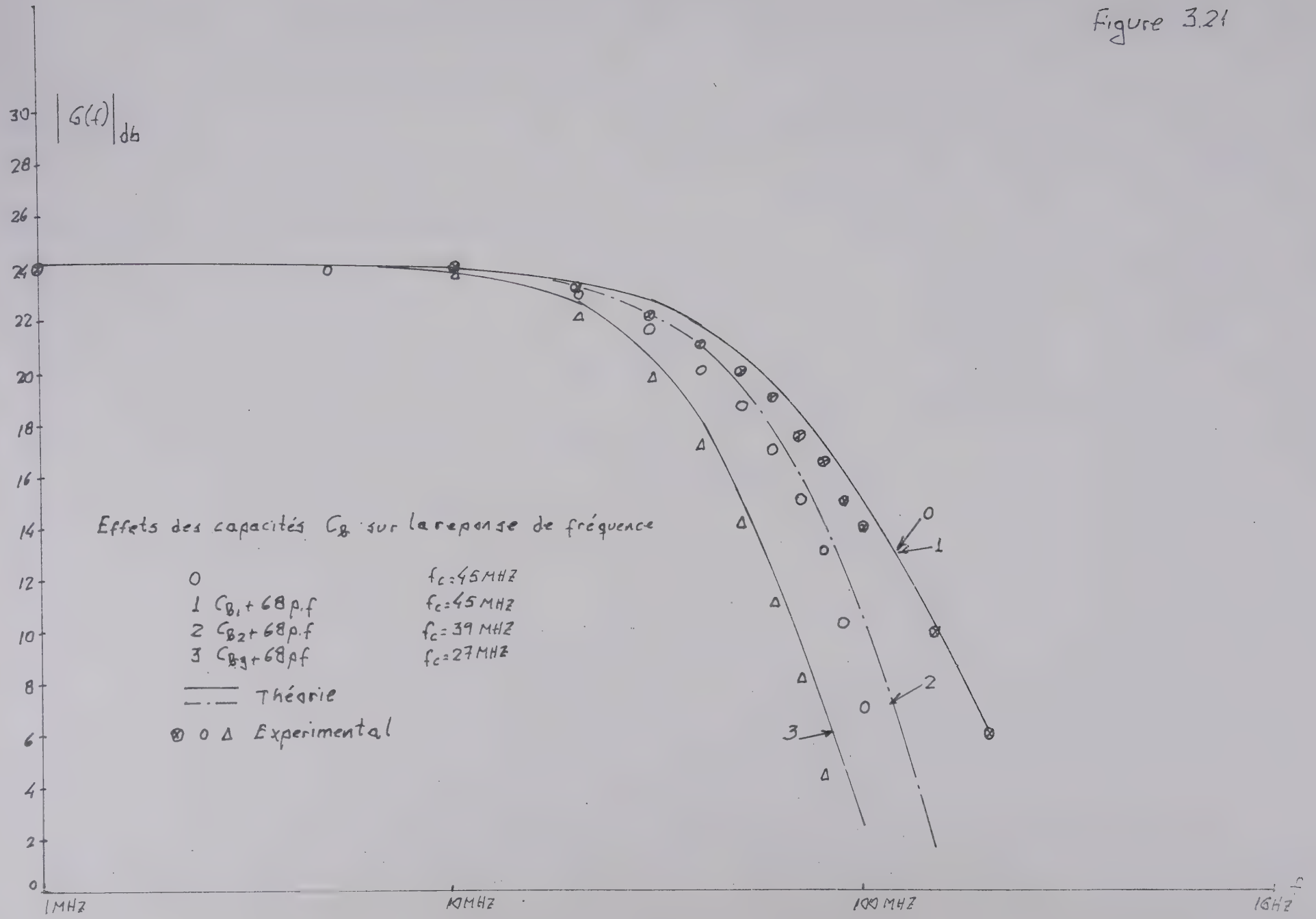
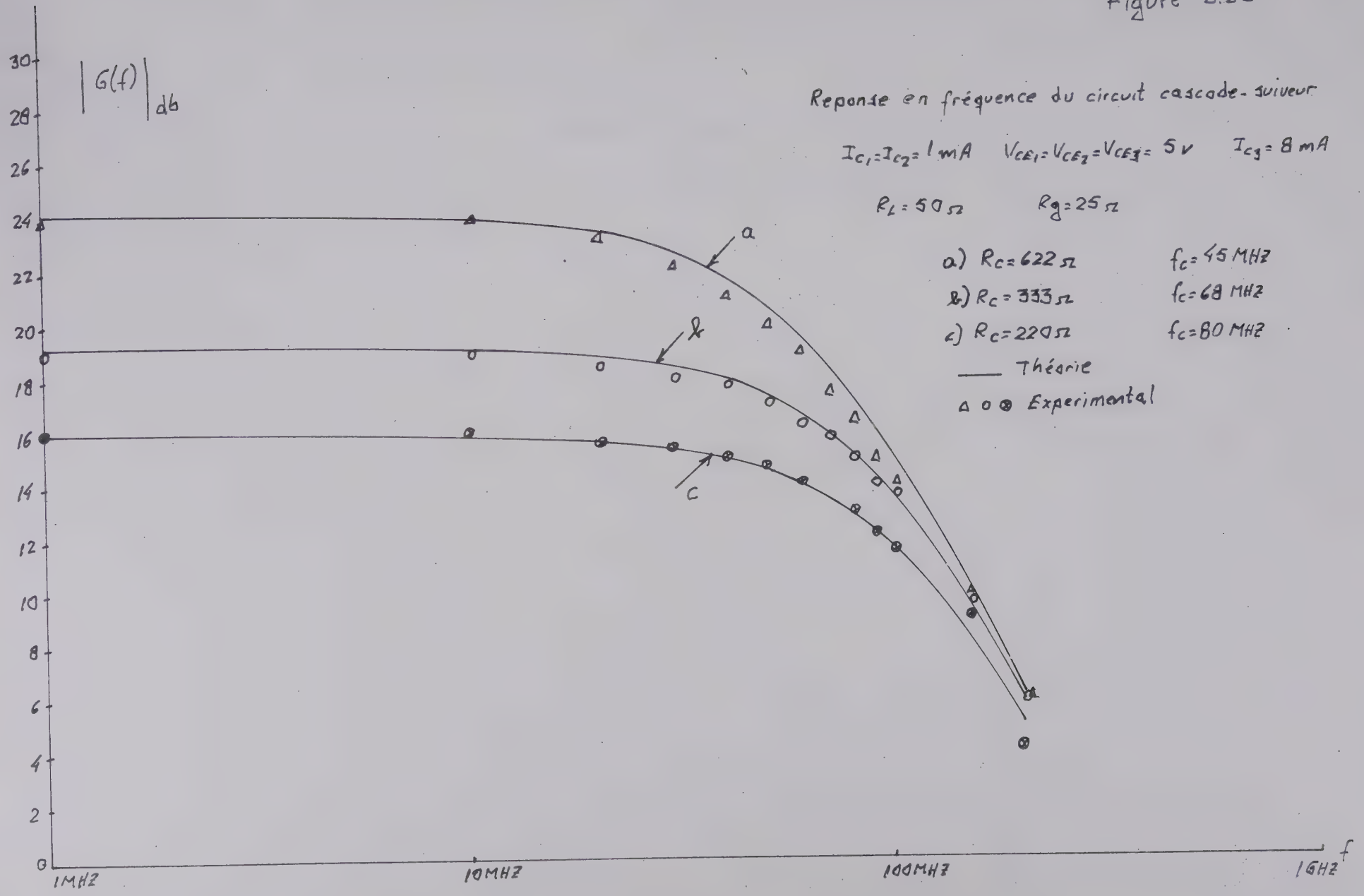

|G(f)|db
30
28
26
24
22
20
18
16
14
12
10
8
6
4
2
0
1MHz
10MHz
100 MHz
1GHz
f
Effets des capacités C_B sur la reponse de fréquence
0 f_c=45MHZ
1 C_{B_1}+68p.f f_c=45 MHZ
2 C_{B_2}+68p.f f_c=39 MHZ
3 C_{B_3}+68pf f_c=27MHZ
Théorie
Experimental
0
1
2
3

Figure 3.22



Reponse en fréquence du circuit cascode-suiveur

$I_{C_1} = I_{C_2} = 1\,mA$ $V_{CE_1} = V_{CE_2} = V_{CE_3} = 5\,V$ $I_{C_3} = 8\,mA$

$R_L = 50\,\Omega$ $R_g = 25\,\Omega$

a) $R_C = 622\,\Omega$ $f_c = 45\,MHZ$

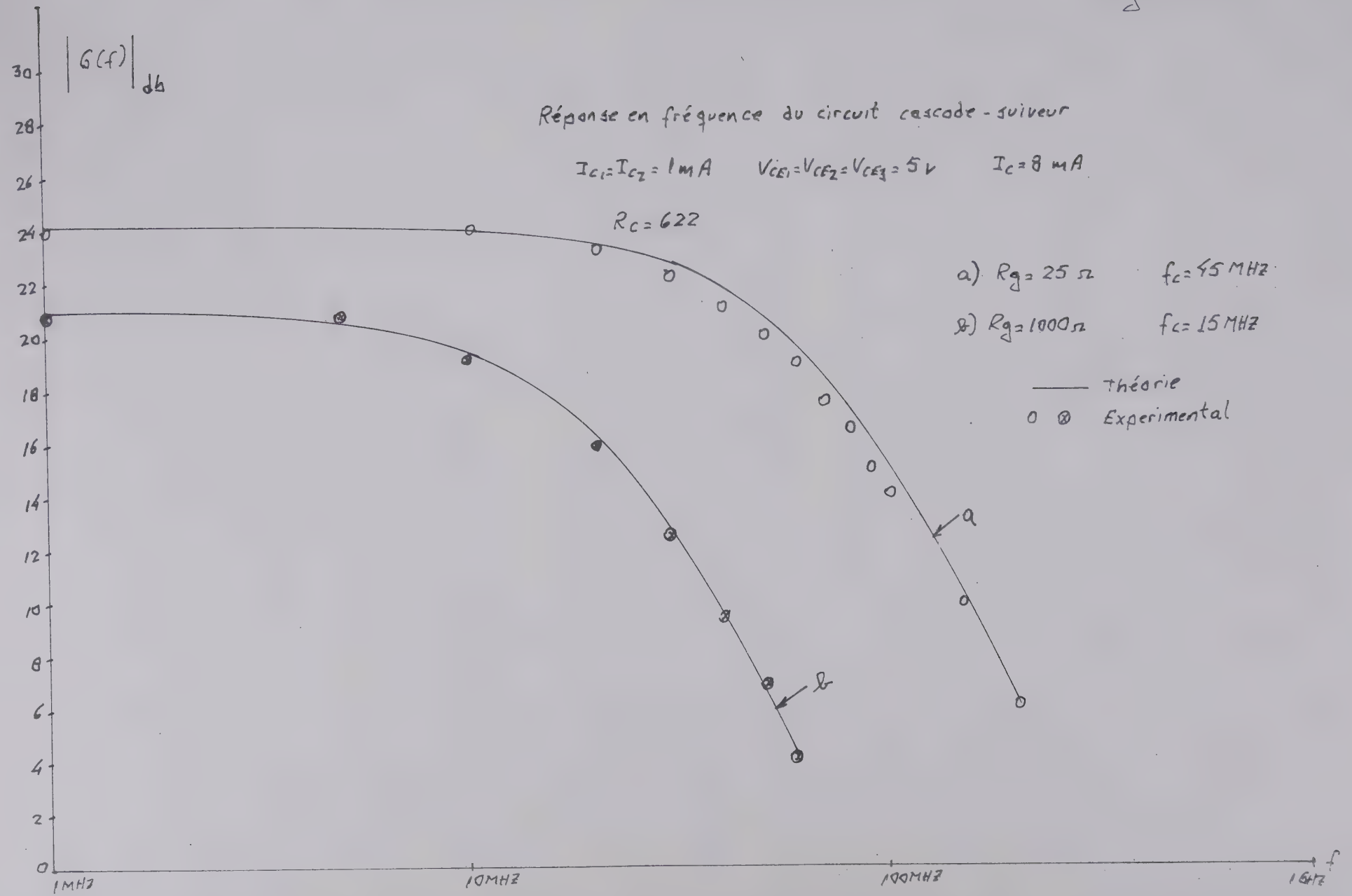
b) $R_C = 333\,\Omega$ $f_c = 68\,MHZ$

c) $R_C = 220\,\Omega$ $f_c = 80\,MHZ$

—— Théorie

△ ○ ⊗ Experimental

Figure 3.23


|G(f)| db
30
28
26
24
22
20
18
16
14
12
10
8
6
4
2
0
1MHz
10MHz
100MHz
1GHz
f
Réponse en fréquence du circuit cascode - suiveur
$I_{C_1} = I_{C_2} = 1\,mA$ $V_{CE_1} = V_{CE_2} = V_{CE_3} = 5\,V$ $I_C = 8\,mA$
$R_C = 622$
a) $R_g = 25\,\Omega$ $f_c = 45\,MHz$
b) $R_g = 1000\,\Omega$ $f_c = 15\,MHz$
Théorie
Experimental
a
b

Dès que cette résistance devient suffisante, c'est-à-dire de l'ordre de l'impédance d'entrée, elle jouera sur le gain moyenne fréquence mais également sur la fréquence de coupure dès que le pôle correspondant deviendra de l'ordre du pôle 3.

3. 5) 2- Etude en fonction du point de polarisation - optimisation

Plutôt que de faire une étude séparée de la sensibilité à tel ou tel paramètre, on peut envisager une étude globale en faisant varier l'ensemble des paramètres en agissant, du point de vue pratique, sur le point de polarisation continue des composants actifs. Par là, une fois fait le choix d'un type de composant, on peut prévoir une certaine optimisation de l'amplificateur.

Le tableau de la figure 3. 26) représente les variations des différents paramètres lorsque l'on fait varier le courant de polarisation du cascode. La valeur de R_C a été déterminée de telle façon à maintenir le gain basse fréquence $G(0)$ sensiblement constant. Les valeurs des paramètres des composants sont celles effectivement mesurées par les méthodes décrites au chapitre II dans différentes conditions de polarisation.

On a déterminé par l'un des programmes introduits plus haut la valeur de la fréquence de coupure f_c (à 3 dB) que l'on peut ainsi prévoir. En dessous, nous avons relevé les valeurs de f_c effectivement mesurées sur l'amplificateur réalisé.

On remarque une certaine différence qu'il ne faudrait cependant pas "dramatiser". On peut, en effet, remarquer qu'une certaine erreur relative sur la fréquence de coupure correspond à une erreur moitié sur l'amplitude. Ainsi, l'écart maximal est de l'ordre de 14 %, ce qui correspond en fait à une précision de l'ordre de 7 % sur l'amplitude.

Il faut donc que l'ensemble des mesures sur les paramètres ne donne une erreur résultante totale supérieure à 7 %. Ce qui peut conduire à une précision très grande sur certains des 16 paramètres intervenant dans l'expression du gain composite en tension.

Quoi qu'il en soit, on observe une variation de la fréquence de coupure qui semble être optimale pour une zone de courant comprise entre 1 mA et 2 mA. On peut expliquer ce résultat en ne considérant que les deux pôles principaux comme nous l'avons déjà indiqué au niveau de la simulation (paragraphe 3. 3) c'est-à-dire le pôle associé au transistor d'entrée T_1 et celui associé au transistor de sortie T_3.

La figure 3. 27) donne les variations de f_1 et f_3 en fonction du courant de polarisation. Les pôles ont ici été déterminés "à vue". On observe que f_1 diminue lorsque le courant augmente. Ceci est directement lié à la constante de temps correspondante qui fait que la capacité d'entrée augmente alors que la résistance équivalente d'amortissement ne diminue que très légèrement, la résistance équivalente du générateur $(R_g + r_{bb'})$ demeurant constante. La fréquence f_2, quant à elle, augmente avec le courant. Ceci peut directement être attribué à la diminution de R_c dont la variation a été imposée pour maintenir $G(0)$ sensiblement constant. On a tracé, sur la même figure, la courbe résultante donnant f_c compte tenu de la relation :

$$f_c^2 = \frac{1}{2}\sqrt{f_1^4 + f_2^4 + 6 f_1^2 f_2^2} - (f_1^2 + f_2^2)$$

La figure 3. 28) permet de comparer les résultats obtenus soit par la méthode théorique exacte, soit par la détermination des pôles "à vue", soit par des mesures expérimentales. Les trois courbes voisines présentent même

allure avec une valeur optimale de f_c toujours comprise entre 1 mA et 2 mA. Une correspondance plus exacte pourrait être obtenue en ajustant de façon plus fine certains paramètres de la simulation.

Cette étude permet donc de valider et d'apprécier le degré de pression à la fois des méthodes d'accès aux paramètres, des méthodes de calcul et du modèle dynamique utilisé pour ce type d'amplificateur large bande. Il est à observer que la manipulation en vue de l'optimisation reste longue car notamment elle nécessite l'étude des paramètres internes en fonction du point de polarisation. Il est possible de s'en affranchir en tenant compte d'un modèle approximatif de la variation de ces paramètres à partir d'une valeur nominale.

Ainsi, la figure 3. 29) donne les courbes comparées représentant les variations de la fréquence de coupure obtenues par la méthode des deux pôles "à vue" , l'une en reportant les variations exactes des paramètres, l'autre par l'approche suivante théorique :

- $r_{bb'}$ et C_c sont indépendants du courant de polarisation,

- g_m , C_π , g_π , G_c sont proportionnels au courant de polarisation.

Ces considérations découlent simplement du modèle physique introduit au premier chapitre.

On observe que les deux types de courbes restent très voisins, ce qui peut justifier ce nouveau mode d'approche de l'optimisation.

I_C	1 mA	2 mA	4 mA	7 mA
R_g Ω	25	25	25	25
R_C Ω	580	330	180	100
R_L Ω	50	50	50	50
g_{m_1} ℧	0.038	0.066	0.124	0.210
g_{m_2} ℧	0.037	0.064	0.123	0.207
g_{m_3} ℧	0.038	0.066	0.125	0.210
r_{B_1} Ω	2179	1261	570	330
r_{B_2} Ω	1853	1118	550	310
r_{B_3} Ω	2100	1220	560	330
C_{C_1} pf	0,99	1.0	1.1	1.1
C_{C_2} pf	0.98	0.97	1.1	1.1
C_{C_3} pf	1.1	1.1	1.1	1.1
C_{B_1} pf	9	16	31	51
C_{B_2} pf	8.5	16	28	48
C_{B_3} pf	9	15	29	48
f_c MHZ calculée	36	40	30	24,5
f_c MHZ mesurée	40	47	30	20

La résistance $r_{BB'}$ est prise égale à 170 pour l'ensemble des trois transistors.

Fig. 3. 26) Influence du courant de polarisation du cascode.

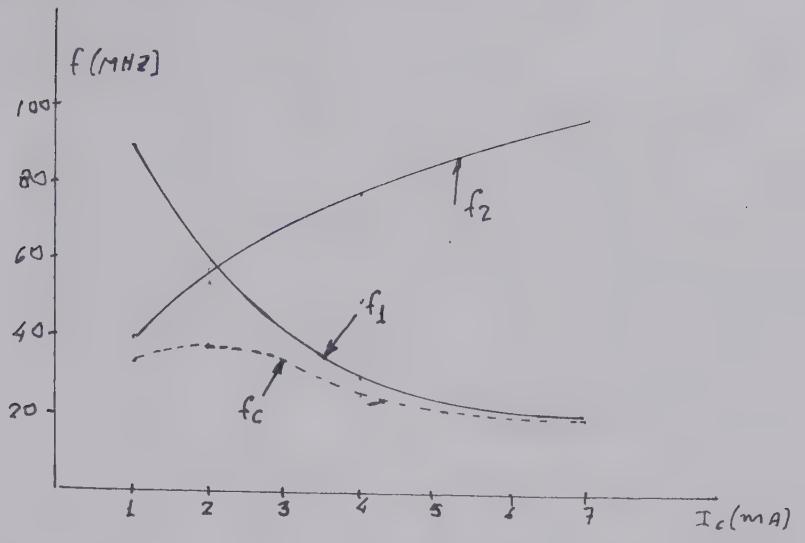


Fig. 3. 27) Variations des fréquences de coupure

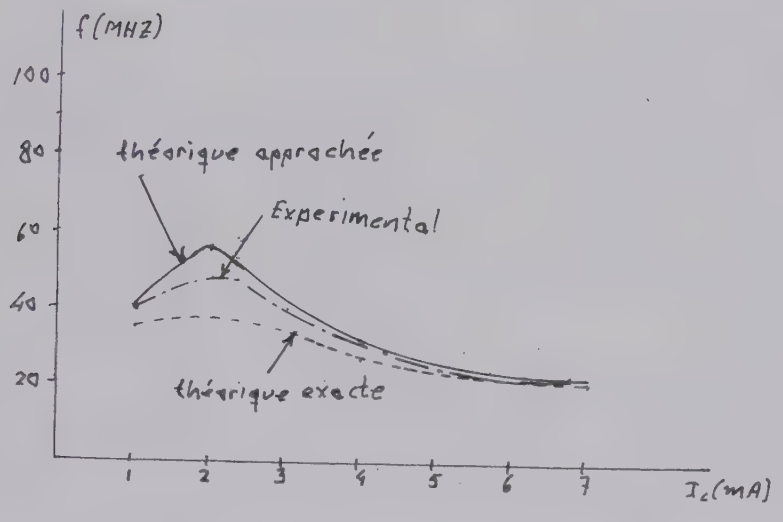


Fig. 3. 28) Résultats comparés de la fréquence de coupure

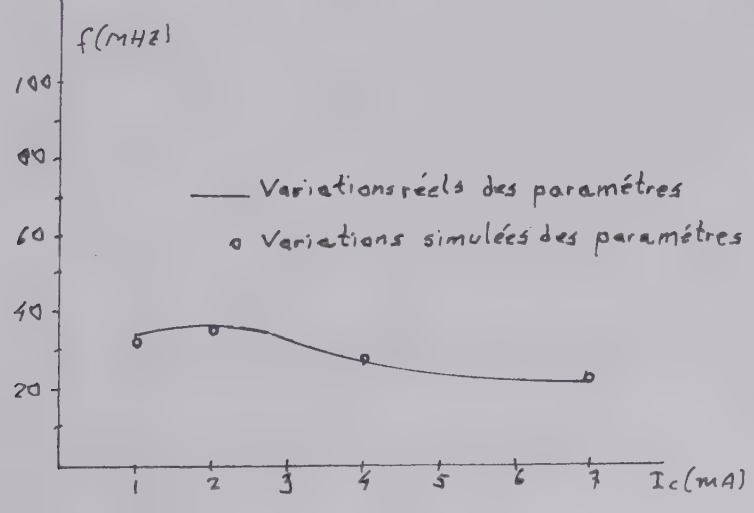


Fig. 3. 29) Simulation de l'optimisation

3. 6) Etude d'un cascode à V. MOST

Le circuit cascode avec transistor V. MOS est un montage d'un amplificateur avec configuration source commune suivi d'un étage à grille commune. Son principe de fonctionnement est analogue à celui du circuit cascode à transistors bipolaires avec les avantages suivants :

- meilleure dynamique,
- pente importante tout en gardant une capacité d'entrée faible, même à fort courant. Aussi, peut-on utiliser directement un cascode avec une charge de sortie faible, ce qui permet de s'affranchir du follower. La figure 3. 30 représente le circuit de principe.

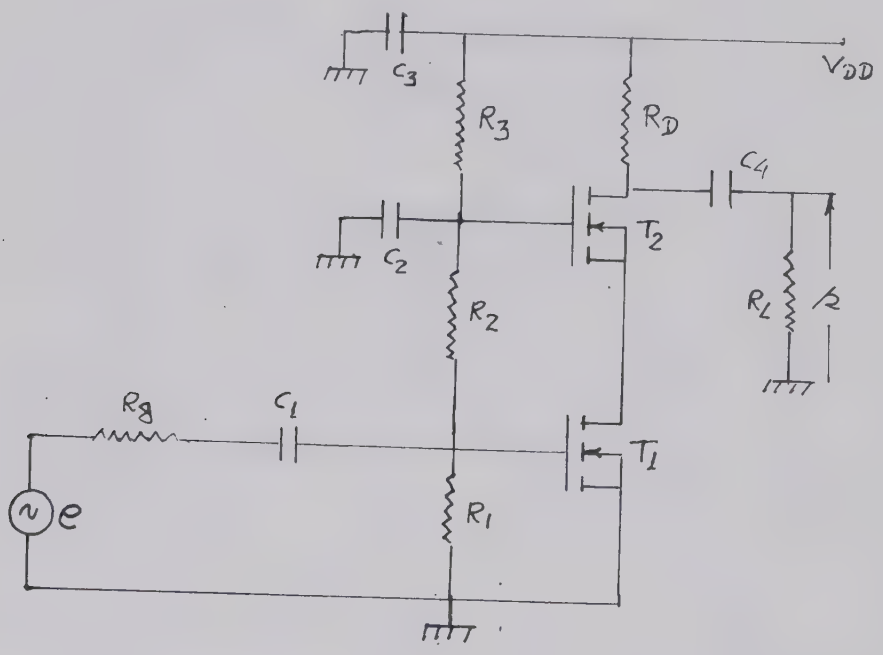


Fig. 3. 30) Montage cascode à transistor V.MOS

Le circuit équivalent est représenté figure 3. 31).

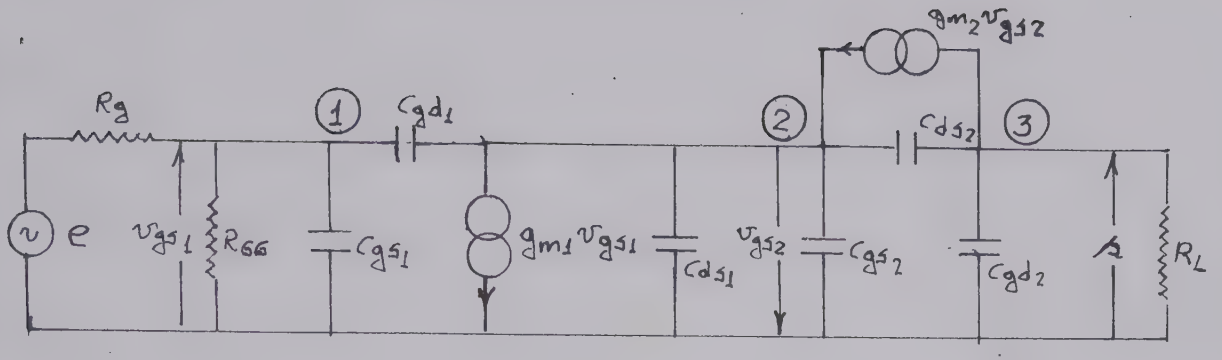


Fig. 3. 31) Circuit équivalent du montage cascode à transistors V.MOS.

où avec :

$$R_{GG} = R_1 \| R_2 \qquad R_L^* = R_L \| R_D$$

On peut comparer ce schéma équivalent à celui donné au paragraphe phase entechnologie bipolaire. On constate tout d'abord une absence de résistance d'entrée, celle-ci étant supposée très grande. Au niveau du premier étage, la modification pratique est négligeable étant donné que se superposent en parallèle la résistance interne du générateur et du circuit de polarisation ; au niveau du deuxième étage, il n'existe pas de résistance ramenée entre le noeud 2 et la masse (en fait, il existe la source liée entre le noeud 3 et 2 qui ramène une résistance équivalente $1/g_m$*).*

Par contre, il existe une capacité de sortie en configuration fondamentale source commune C_{ds} *non négligeable, ce qui va traduire un effet de réaction entre la sortie et l'entrée en configuration inverse grille commune. Il est également à noter, dans le type de transistor utilisé (V.MOS), les valeurs extrêmement faibles des résistances*

d'accès que l'on peut négliger dans le domaine des fréquences utilisées.

3. 6) 1- Sensibilité aux paramètres

Nous prendrons ici, pour simuler ces sensibilités, les valeurs typiques données par le constructeur (Siliconix V.MOS VN 66 AK) point de fonctionnement : $V_{DS} = 24 V$, $I_D = 0.5 A$

$C_{gs_1} = C_{gs_2} = 27 pf$ $\quad C_{gd_1} = C_{gd_2} = 6 pf$

$C_{ds_1} = C_{ds_2} = 29 pf$ $\quad g_{m_1} = g_{m_2} = 250 mA/V$

On peut, tout d'abord, examiner l'influence des conditions de fermeture en faisant varier la résistance de charge et celle du générateur. Les figures 3. 32) et 3. 33) donnent ces influences. On retrouve des résultats analogues à ceux trouvés à propos du cascode follower en technologie bipolaire. La résistance de charge donne une certaine invariance du produit gain bande passante alors que la résistance d'entrée, dès qu'elle augmente, influencera le gain moyenne fréquence et la fréquence de coupure haute qui se dégraderont. Il est à noter que, pour de faibles valeurs de R_g , le système semble être du deuxième ordre en haute fréquence alors qu'il est du premier ordre (jusqu'à 0 dB soit ω_T) pour R_g assez élevée. Dans la suite, la valeur de R_g est prise égale à 25 Ω et R_L à 50 Ω (valeur nominale cas 0 des figures).

La figure 3. 34) donne la sensibilité à la pente : la pente du premier étage est le paramètre principal agissant sur l'amplitude du gain et sa fréquence de coupure comme nous l'avons observé en technologie bipolaire.

La figure 3. 35), 3. 36), 3. 37) montrent l'influence des capacités internes des transistors. On observe une influence sensiblement du même ordre de l'ensemble de toutes ces capacités au niveau d'ailleurs des deux étages. L'explication peut en être donnée en considérant que les

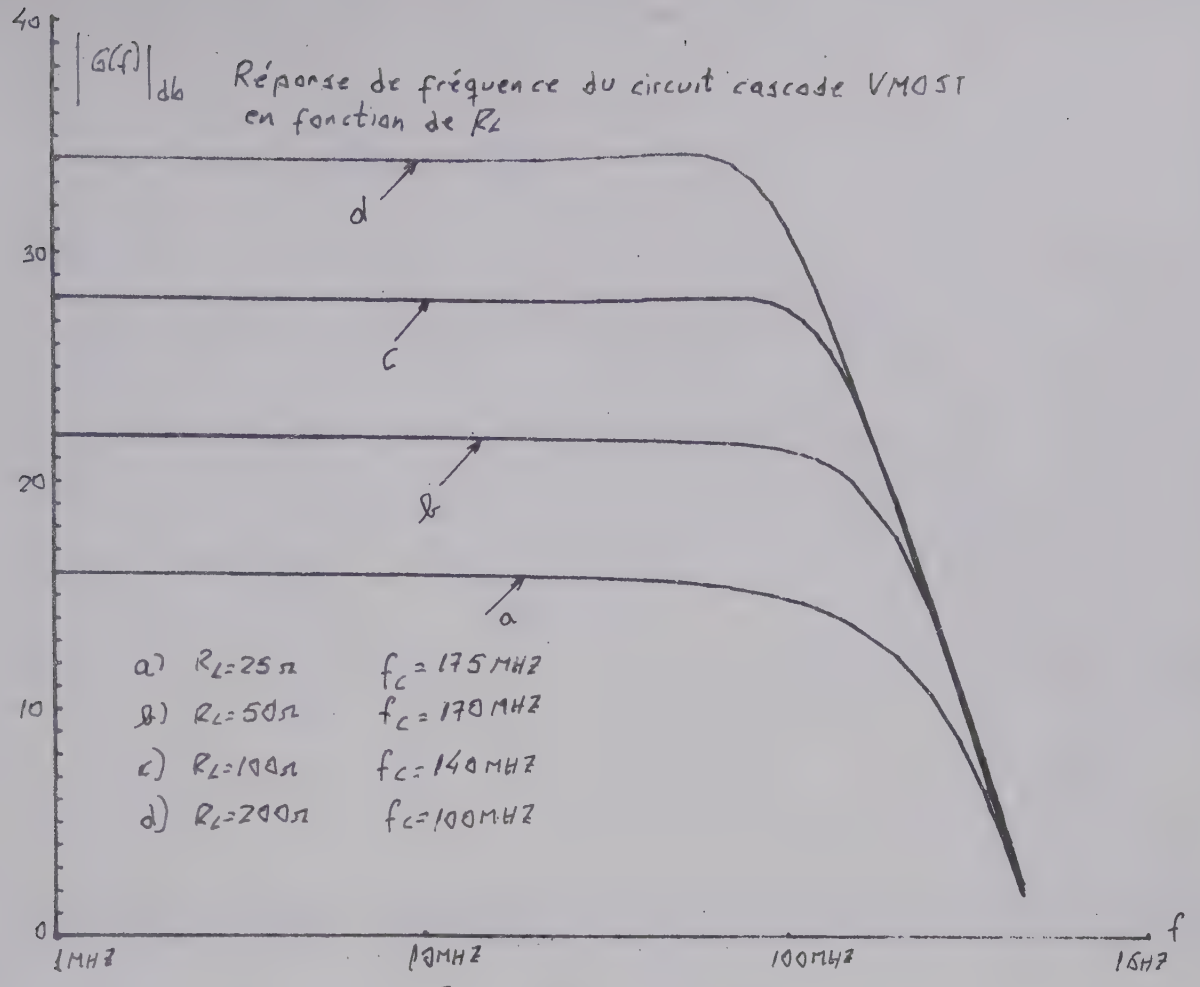


Figure 3.32

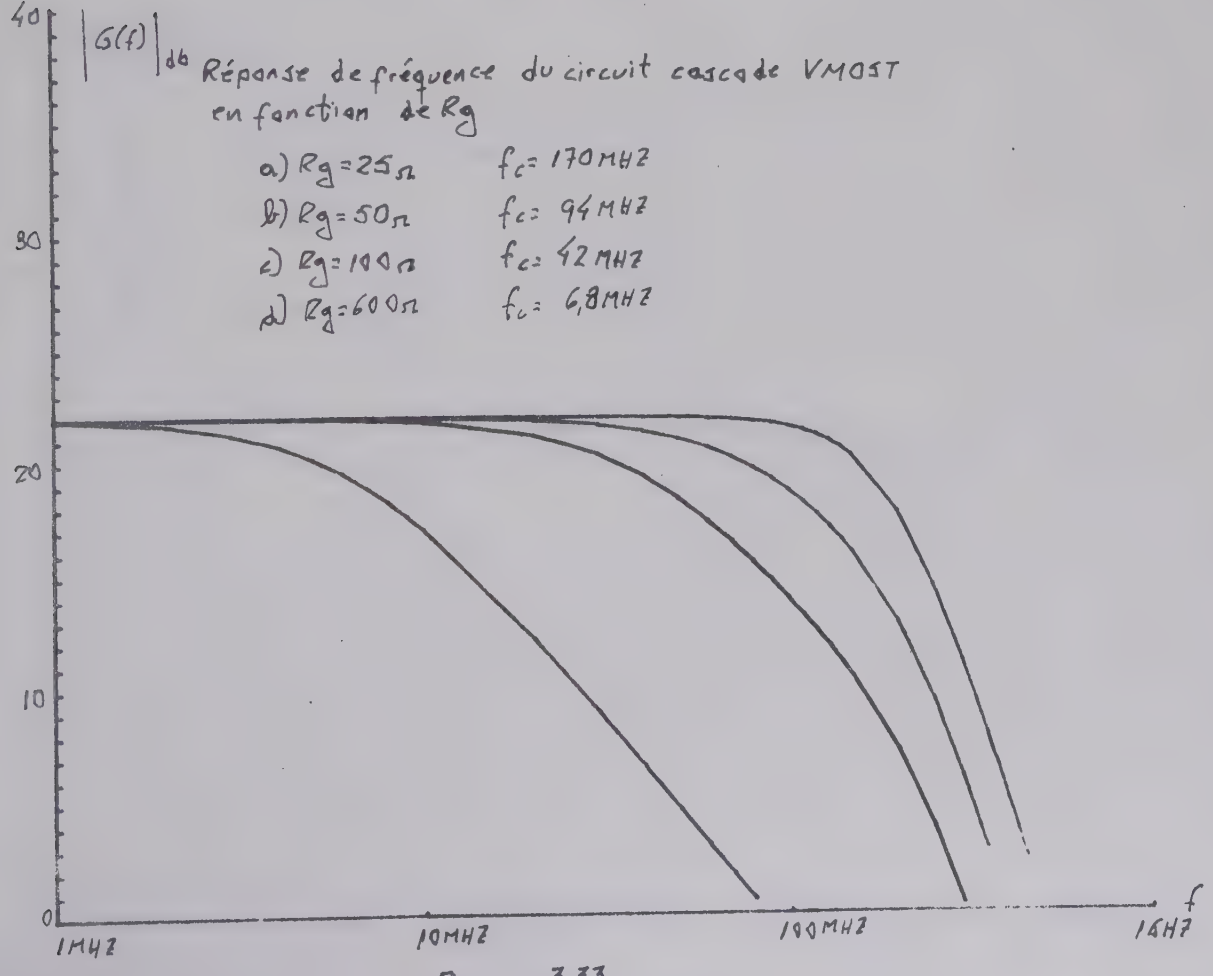


Figure 3.33

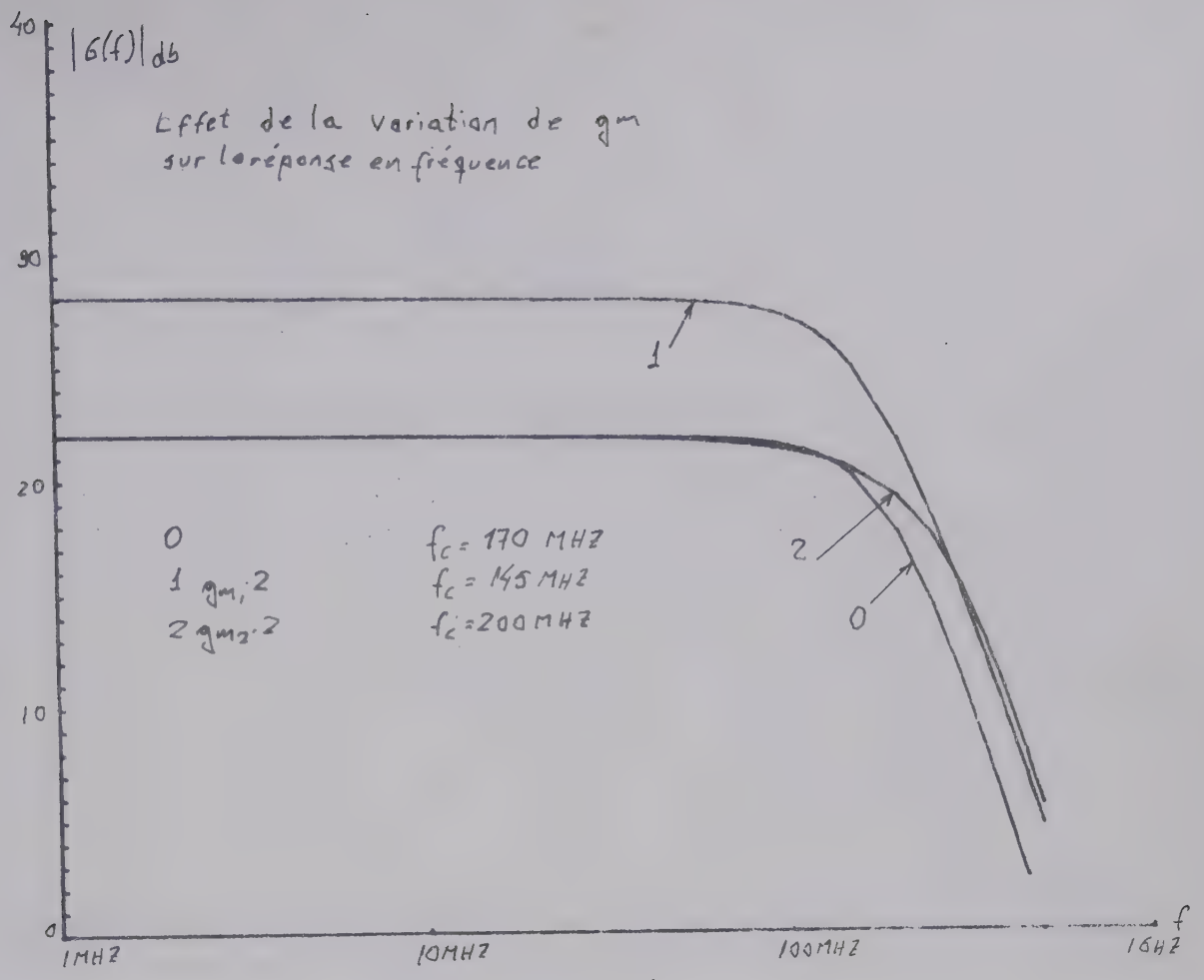


Figure 3.34

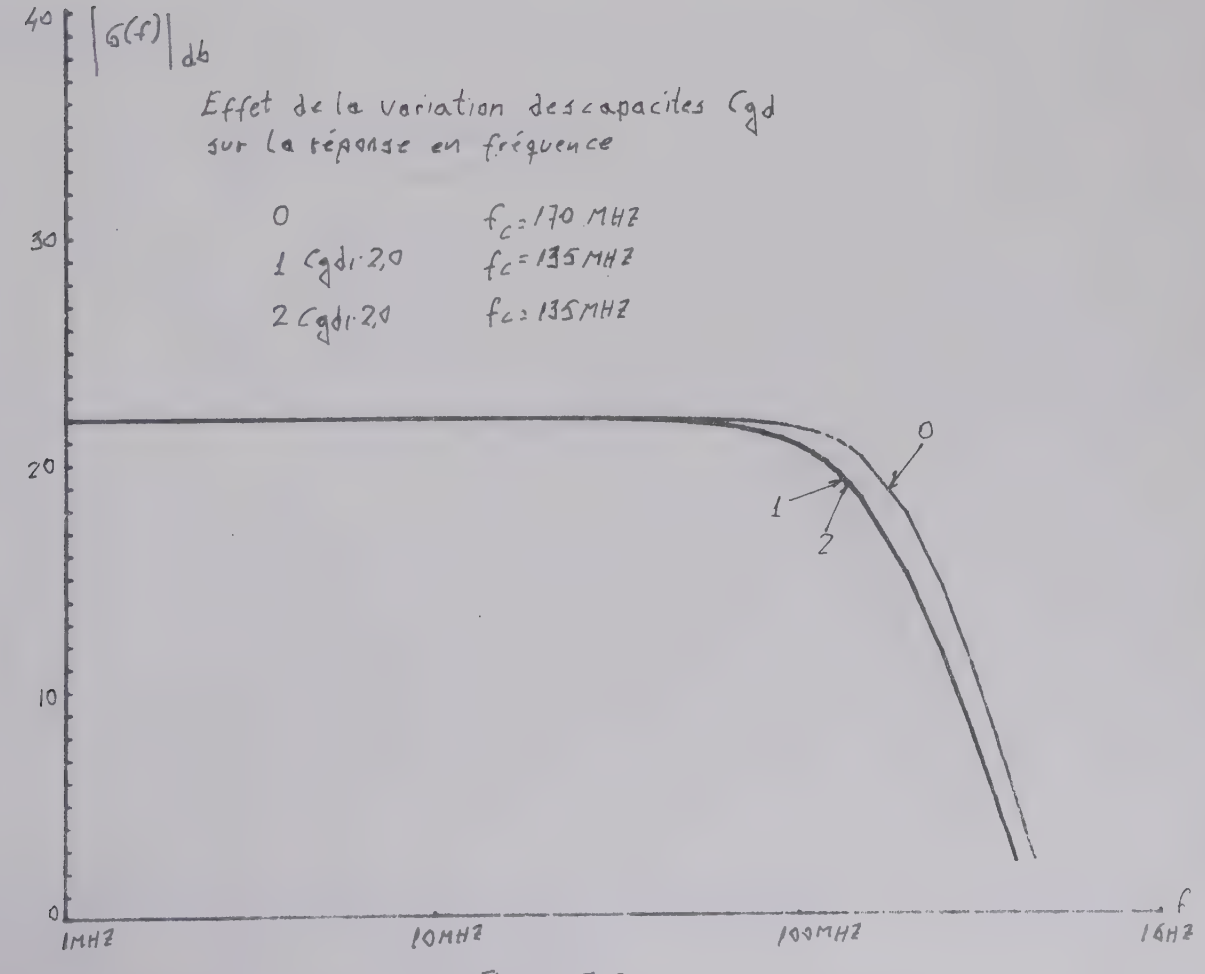


Figure 3.35

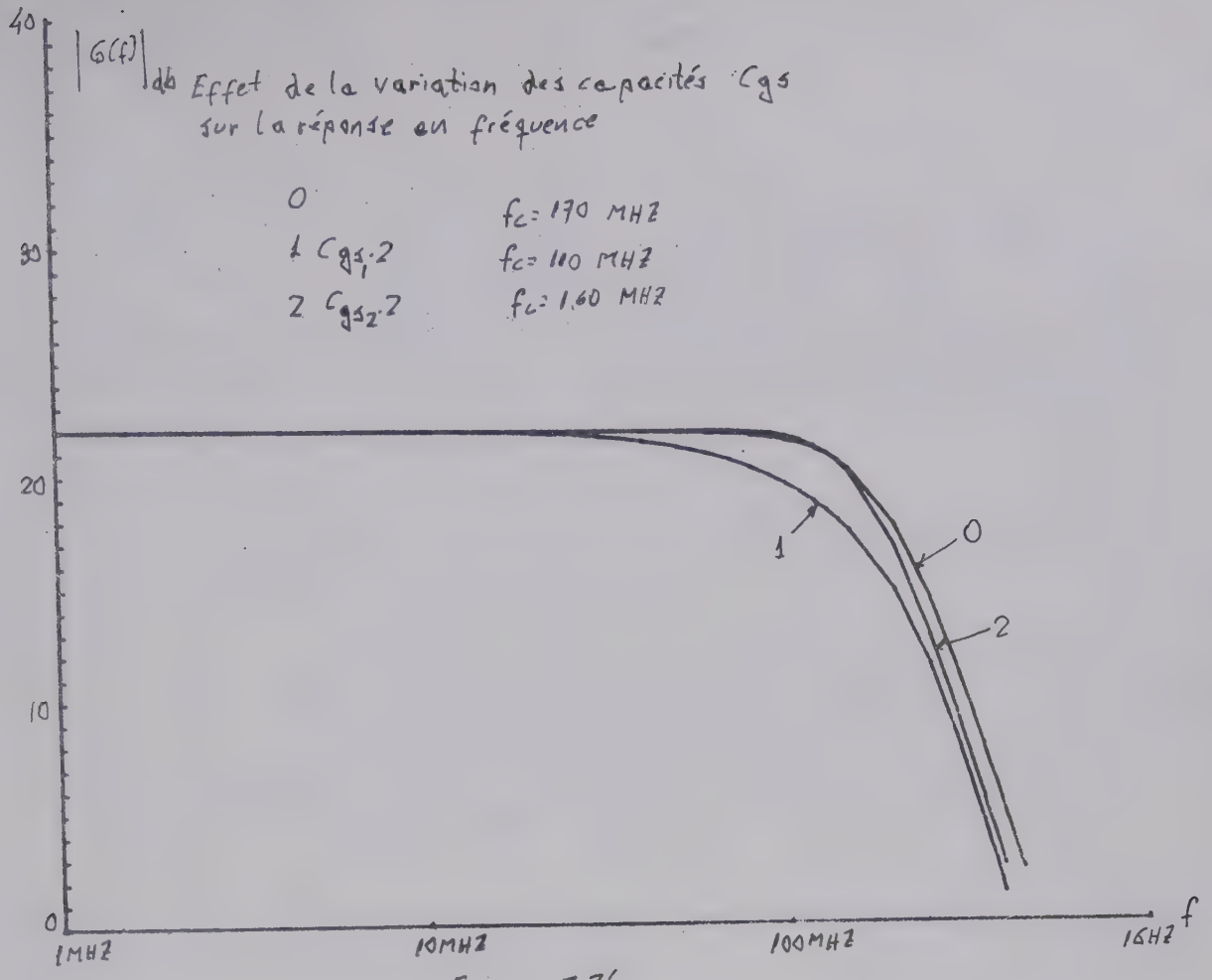


Figure 3.36

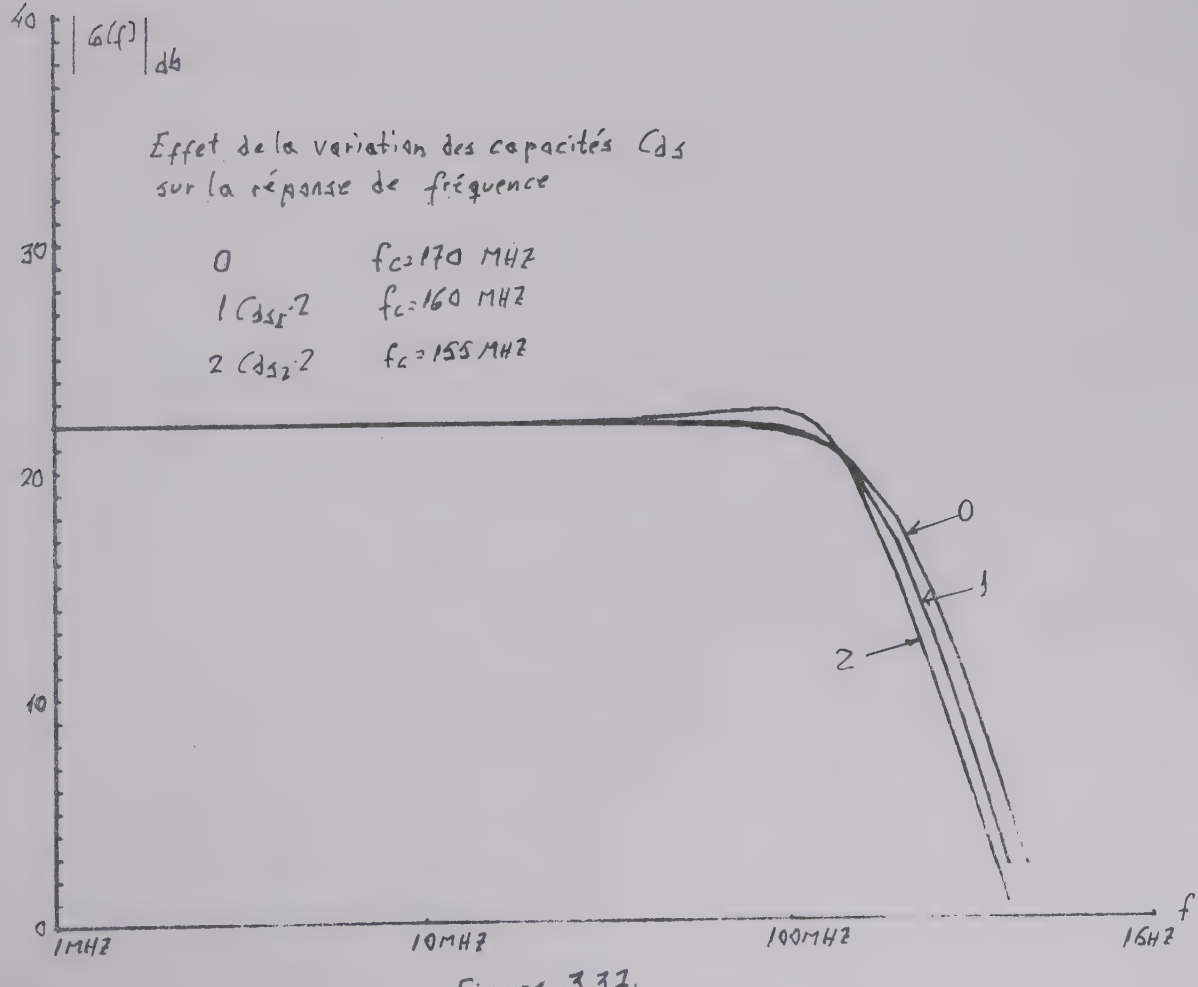


Figure 3.37

constantes de temps associées sont dans notre exemple voisines les unes des autres, ce qui correspond d'ailleurs à une certaine optimisation déjà dans le choix de la polarisation et des conditions de fermeture. On observe aussi, dans certaines conditions, une forme d'overshoot du gain par rapport à sa valeur moyenne fréquence.

Nous discuterons de ces différents problèmes dans le paragraphe qui va suivre.

3. 6) 2- Vérification expérimentale

Nous avons réalisé le montage de la figure 3. 30) avec une technique de montage en l'air, ce qui permet au mieux de s'affranchir des éléments parasites.

Nous avons utilisé comme échantillon le transistor V.MOS type VN 66 AK (Siliconix).

La polarisation a été fixée à :

$V_{GS_1} = V_{GS_2} = 2v$ $\qquad$ $V_{DS_1} = V_{DS_2} = 5v$

Les conditions de fermeture ont été :

$R_g = 25\,\Omega$ $\qquad$ $R_L^* = 39\,\Omega$

Nous avons mesuré les paramètres des transistors pour le point de polarisation considéré ; ce qui donne :

$g_{m_1} = 0.148$ mA/V $\qquad$ $g_{m_2} = 0.150$ mA/V

$C_{gs_1} = 34.2$ p.f $\qquad$ $C_{gs_2} = 35.7$ p.f

$C_{gd_1} = 10.7$ p.f $\qquad$ $C_{gd_2} = 10$ p.f

$C_{ds_1} = C_{ds_2} = 80$ p.f

La figure 3. 38 - 3. 39 donne les courbes théoriques de l'amplitude du gain composite en fonction de la fréquence pour deux valeurs de R_g ainsi que les points expérimentaux. On observe une bonne concordance dans l'ensemble. On peut remarquer que pour $R_G = 1000\,\Omega$, le système demeure au premier ordre jusqu'à f_T. Ceci peut être expliqué en considérant que le pôle principal est lié à la constante de temps d'entrée τ_1 :

$$\tau_1 = R_G(C_{gs_1} + C_{gd_1}) \simeq 45\,ns \quad \text{soit} \quad f_1 = 3{,}5\,MHz$$

f_1 déterminé ainsi "à vue" donne pratiquement la fréquence de coupure réelle qui est de 2,95 MHz.

Pour $R_g = 25\,\Omega$, la courbe de réponse est nettement différente : elle présente un overshoot avant sa fréquence de coupure et ensuite une chute rapide jusqu'à f_T de l'ordre de 12 dB/octave.

Le pôle d'entrée peut être à nouveau déterminé :

$$\tau_1 = R_g(C_{gs_1} + C_{gd_1}) = 1.12\,ns \quad \text{soit} \quad f_1 = 141\,MHz$$

Ce pôle est donc repoussé vers les hautes fréquences et il est alors nécessaire d'introduire d'autres pôles (ou zéros) pour expliquer l'allure de la réponse et la valeur de la fréquence de coupure.

Le comportement du montage en amplificateur inverse (grille commune) pourrait être évalué de façon simple comme il a été fait pour le bipolaire à condition de supposer C_{ds_2} comme négligeable. On déduirait une constante d'entrée

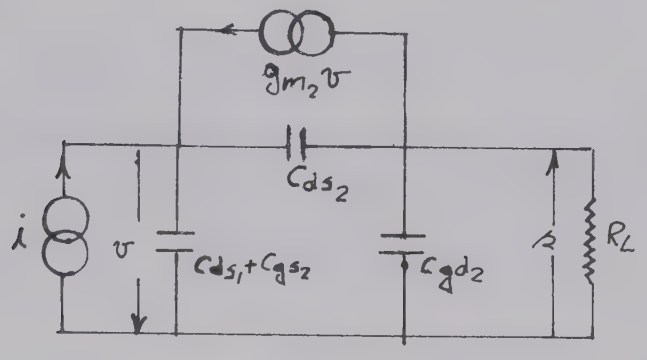
τ_2 et de sortie τ_3 :

$$\tau_2 = \frac{C_{gs_1} + C_{ds_1}}{g_{m_2}} \simeq 0.77\ ns \qquad \text{soit} \quad f_2 \simeq 206\ MHz$$

$$\tau_3 = C_{gd_2} \cdot R_L \simeq 0.39\ ns \qquad \text{soit} \quad f_3 \simeq 408\ MHz$$

Avec cette hypothèse, les pôles ainsi déterminés ne peuvent expliquer la courbe expérimentale. Il faut donc faire intervenir la capacité C_{ds_2} au niveau de cet étage.

Nous sommes donc amenés à considérer le schéma équivalent suivant :



Le générateur à l'entrée correspond à l'attaque en courant venant de l'étage précédent. L'impédance de transfert $z_t = v/i$ peut se mettre sous la forme :

$$z_t = \frac{1 + Tp}{G_L(1 + a_1 p + a_2 p^2)}$$

avec :

$$T = \frac{C_{gs_2}}{g_{m_2}}$$

$$a_1 = \frac{(C_{ds_1} + C_{gs_2} + C_{ds_2})G_L + C_{gd_2} g_{m_2}}{g_{m_2} G_L}$$

$$a_2 = \frac{(C_{ds_1} + C_{gs_2})C_{gd_2} + (C_{ds_1} + C_{gs_2})C_{ds_2} + C_{ds_2}C_{gd_2}}{g_{m_2} G_L}$$

On montre donc qu'il existe un zéro pour une constante de temps équivalente τ_0 .

$$\tau_0 \simeq 0{,}53 \text{ ns} \qquad \text{soit} \qquad f_0 = 298 \text{ MHz}$$

Le dénominateur de la fonction de transfert est caractérisé par les coefficients a_1, a_2 :

$$a_1 \simeq 1{,}6 \cdot 10^{-9}$$

$$a_2 \simeq 2{,}93 \cdot 10^{-18}$$

On peut mettre le trinôme sous la forme normalisée :

$$1 + a_1 p + a_2 p^2 = 1 + \frac{2\alpha}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}$$

On en déduit la pulsation propre ω_0 et le coefficient d'amortissement α tels que :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{a_2}} = 0{,}58 \cdot 10^9 \text{ rd/s} \qquad \text{soit} \qquad f_0 = 93 \text{ MHz}$$

$$\alpha = \frac{a_1}{2} \omega_0 = 0{,}464$$

Il existe donc un overshoot au voisinage de 93 MHz puisque le système possède un coefficient d'amortissement inférieur à l'unité. On peut exacerber ce phénomène en rajoutant une capacité extérieure en parallèle sur C_{ds1} comme nous l'avions fait de façon systématique à propos des transistors bipolaires. La figure 3. 40) représente la courbe théorique et les points expérimentaux avec une capacité extérieure de 68 pF.

Donc, dans le cas d'une attaque en tension, ce qui sera souvent le cas en pratique pour obtenir une large bande, un cascode à V.MOS présentera une telle réponse liée à l'importance de la capacité C_{ds} : jusqu'à pratiquement l'ensemble de l'amplificateur peut être considéré comme un système du deuxième ordre faiblement amorti.

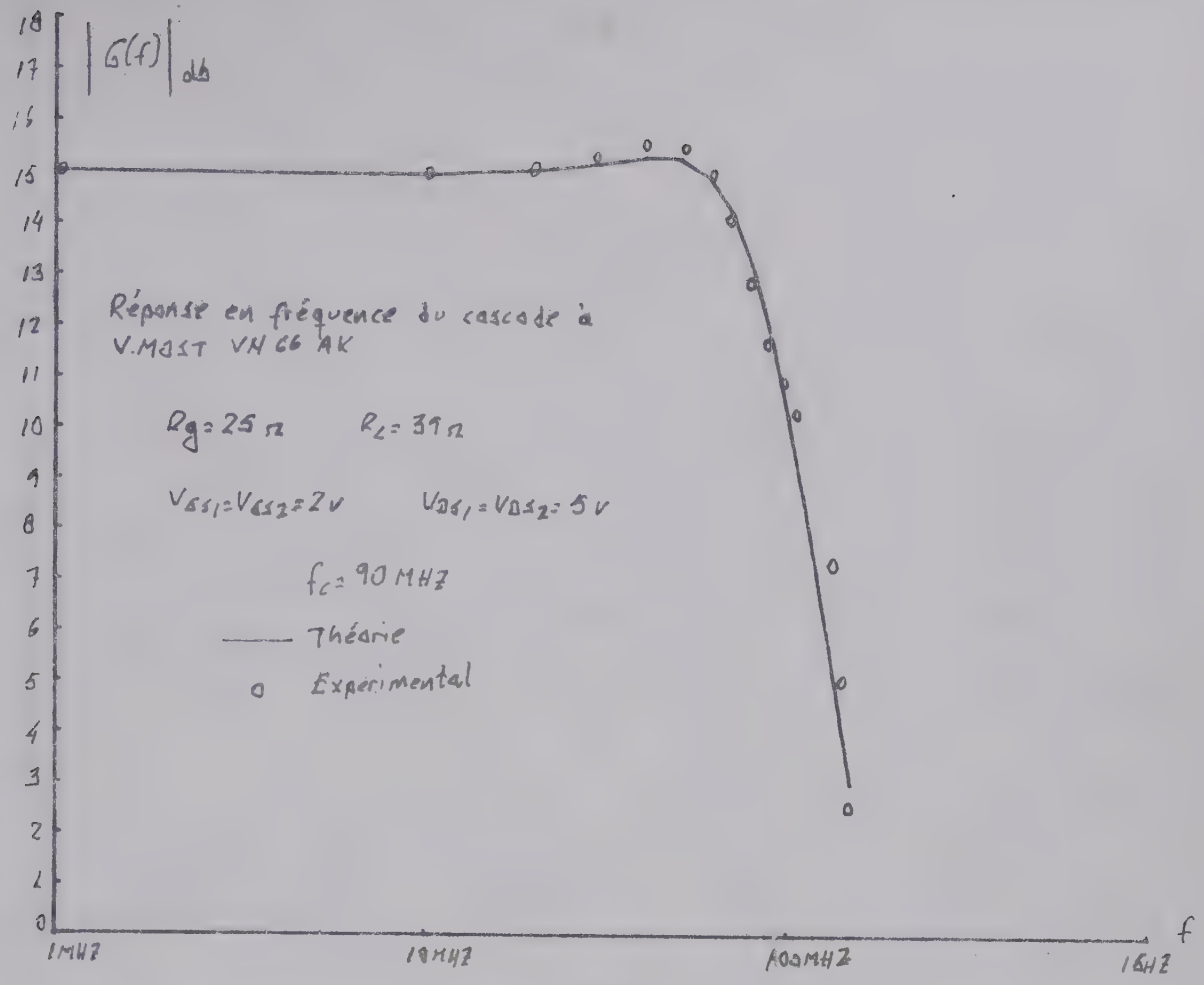


Figure 3.38

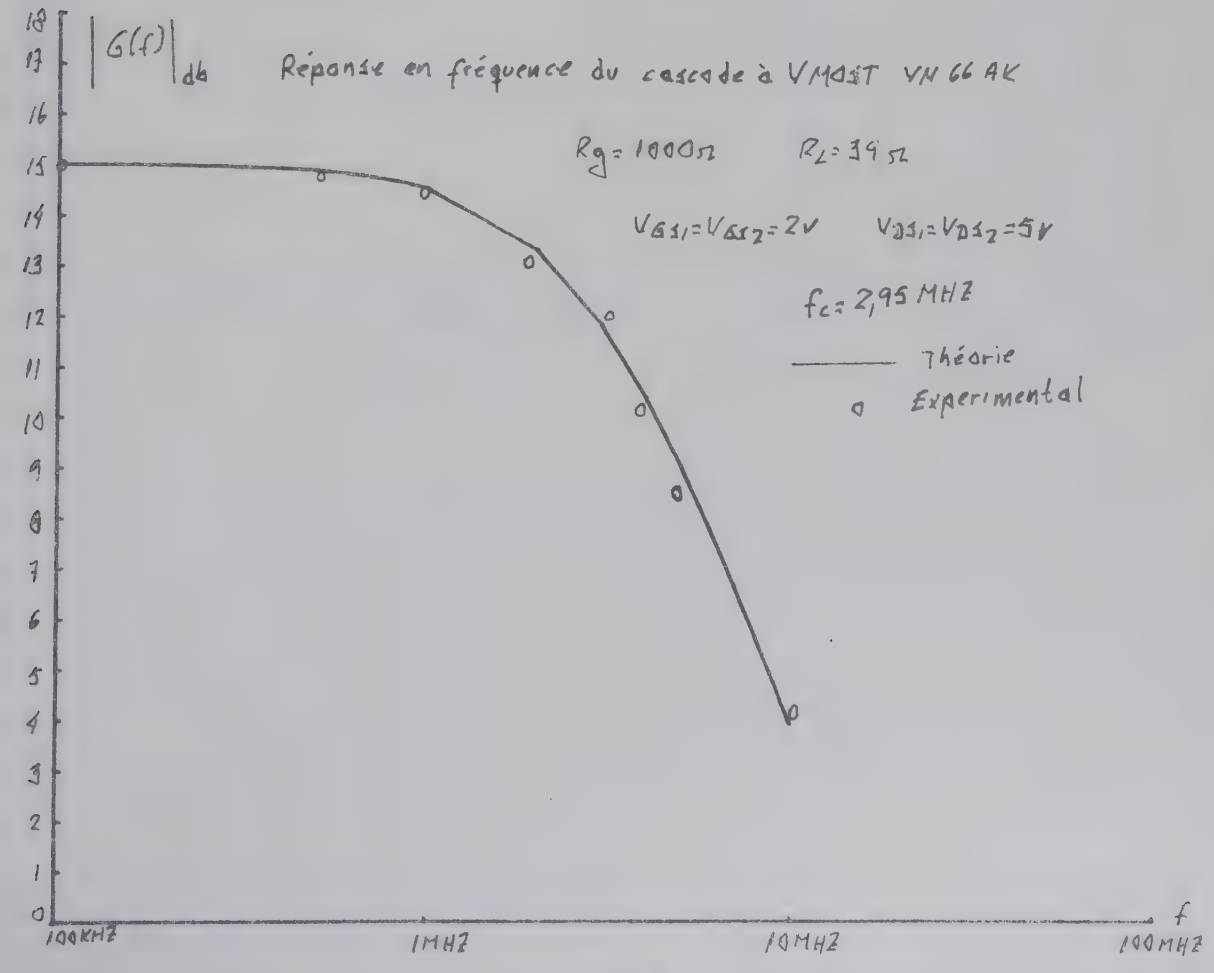


Figure 3.39

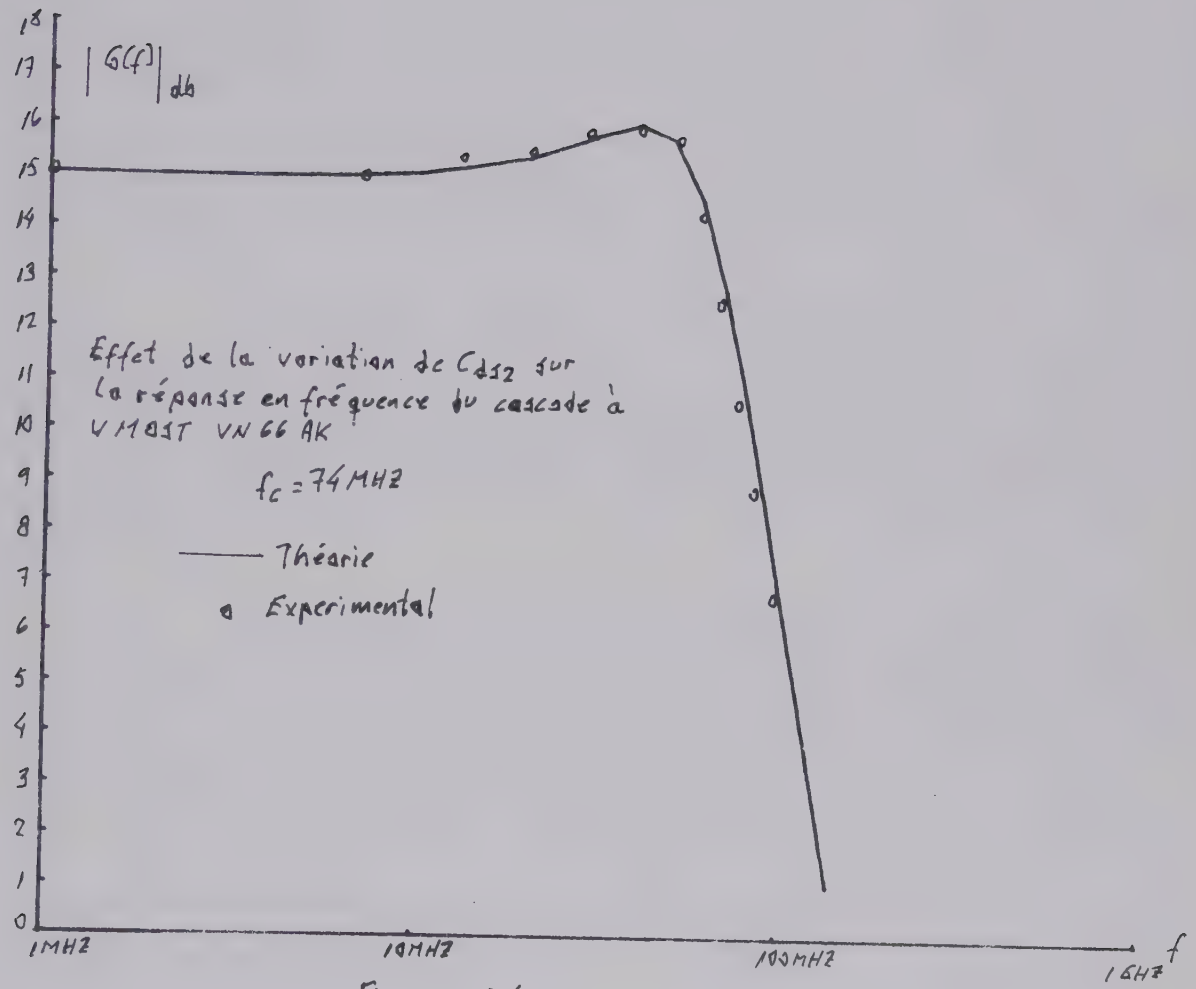

|G(f)| db
Effet de la variation de C_{d12} sur la réponse en fréquence du cascode à VM81T VN66AK
f_c = 74 MHZ
Théorie
Expérimental
1MHZ
10MHZ
100MHZ
1GHZ
f

Figure 3.40

3. 6) 3- Dynamique comparées des technologies V. MOS et bipolaires

Nous allons comparer la dynamique des deux amplificateurs réalisés en technologie V.MOS et bipolaire. Nous avons vu dans l'étude du chapitre I que la linéarité de ces deux types de composant est notablement différente dans un transistor bipolaire : la loi exponentielle entre courants et tensions de commande impose que les amplitudes des tensions alternatives doivent rester au niveau de la tension base émetteur notablement inférieures à U_T (26mV à 300°K) pour garder une bonne linéarité. Le V.MOS par contre possède une fonction de transfert assez linéaire à partir d'un certain courant. Aussi, faut-il déjà prévoir un avantage de ce dernier composant par rapport au premier.

Nous avons utilisé un analyseur de spectre performant de type AIL associé à un générateur sinusoïdal à faible distorsion et pour différentes fréquences et amplitudes d'entrée, nous avons testé le signal de sortie des deux amplificateurs.

La figure 3. 4 1) donne les spectres résultants à partir d'une fréquence du fondamental de 10 MHz, fréquence qui est située dans la bande passante des amplificateurs. On observera donc une réponse spectrale liée essentiellement à la courbure des caractéristiques. On constate que lorsque l'on augmente l'amplitude, le nombre et l'amplitude des harmoniques croîent, de même que la distorsion. Si on compare la technologie V.MOS et bipolaire, on peut déduire les résultats suivants :

- à -40 dBm

C'est-à-dire à un niveau d'entrée assez faible de l'ordre de 2,5 mV, le rapport H_2 / H_1 (harmonique 2/fondamental) est de - 32 dB pour le bipolaire et - 37 dB pour le V. MOST. Ce qui donne un taux de distorsion respectivement de 2,5 % et 1,4 % environ. La différence n'est donc pas très grande et l'on peut dire que les amplificateurs ont un comportement quasi linéaire pour cette amplitude.

- à -30 dBm

C'est-à-dire à un niveau d'entrée plus élevé de l'ordre de 7 mV, le rapport H_2/H_1 est de -22 dB pour le bipolaire et -37 dB pour le V. MOST. L'écart se creuse donc nettement entre les deux technologies. L'amplitude d'entrée pour le bipolaire est cette fois une fraction non négligeable de U_T . On constate que le rapport H_2/H_1 du V.MOST reste par contre inchangé. On peut également apprécier pour cette amplitude le rapport H_3/H_1 qui est sensiblement le même pour les deux technologies et égal à -46 dB. La distorsion est respectivement de 1,4 % et 9 % environ.

Les figures 3. 42) et 3.43) donnent les spectres résultants pour une fréquence du fondamental légèrement supérieure à la fréquence de coupure des amplificateurs et égale à 100 MHz. La réponse spectrale est alors liée à la réponse non linéaire due à la courbure des caractéristiques et également à la réponse des amplificateurs et à son caractère non linéaire. Il est à noter que si le V.MOST conserve un schéma dynamique assez linéaire en fréquence, lié essentiellement à l'introduction de capacités électrostatiques variant peu avec le point de fonctionnement, le bipolaire conserve notamment le caractère non linéaire de la diode base émetteur qui introduit une capacité équivalente directement liée à la valeur instantanée des courants.

Si on considère la figure 3. 42) associée au V. MOST :

- pour un niveau d'entrée de - 30 dBm (7 mV) H_2/H_1 est négligeable. Ce résultat comparé à l'étude à 10 MHz peut s'expliquer en considérant que H_2 est d'avantage rejeté du fait de la réponse en fréquence de l'amplificateur qui agit comme un filtre passe-bas d'ordre 2, comme nous l'avons vu au paragraphe précédent ;

- pour un niveau de - 20 dBm (22,5 mV) H_2/H_1 est de l'ordre de - 42 dB ;

- pour un niveau de - 10 dBm (70 mV) est de l'ordre de - 31 dB. Il apparaît aussi des harmoniques d'ordre supérieur.

Considérons maintenant les résultats obtenus avec la technologie bipolaire (figure 3. 43) :

- pour un niveau de - 30 dBm (7 mV) H_2/H_1 est déjà de l'ordre de - 35 dB ;

- pour un niveau de - 20 dBm (22,5 mV) H_2/H_1 est de - 13 dB et il apparaît déjà l'harmonique d'ordre 3 tel que H_3/H_1 est de l'ordre de - 45 dB ;

- pour un niveau de - 10 dB (70 mV), il apparaît un très grand nombre d'harmoniques dont la décroissance en fréquence reste faible.

De ces deux courbes, on peut déduire que le V. MOST a des qualités dynamiques nettement supérieures au bipolaire. Par exemple, la réponse spectrale du bipolaire à - 30 dBm (7 mV) peut se rapprocher de celle du V.MOST à - 10 dBm (70 mV). On a donc un gain de dynamique de l'ordre de 10 en amplitude en passant de la technologie bipolaire à la technologie V.MOST.

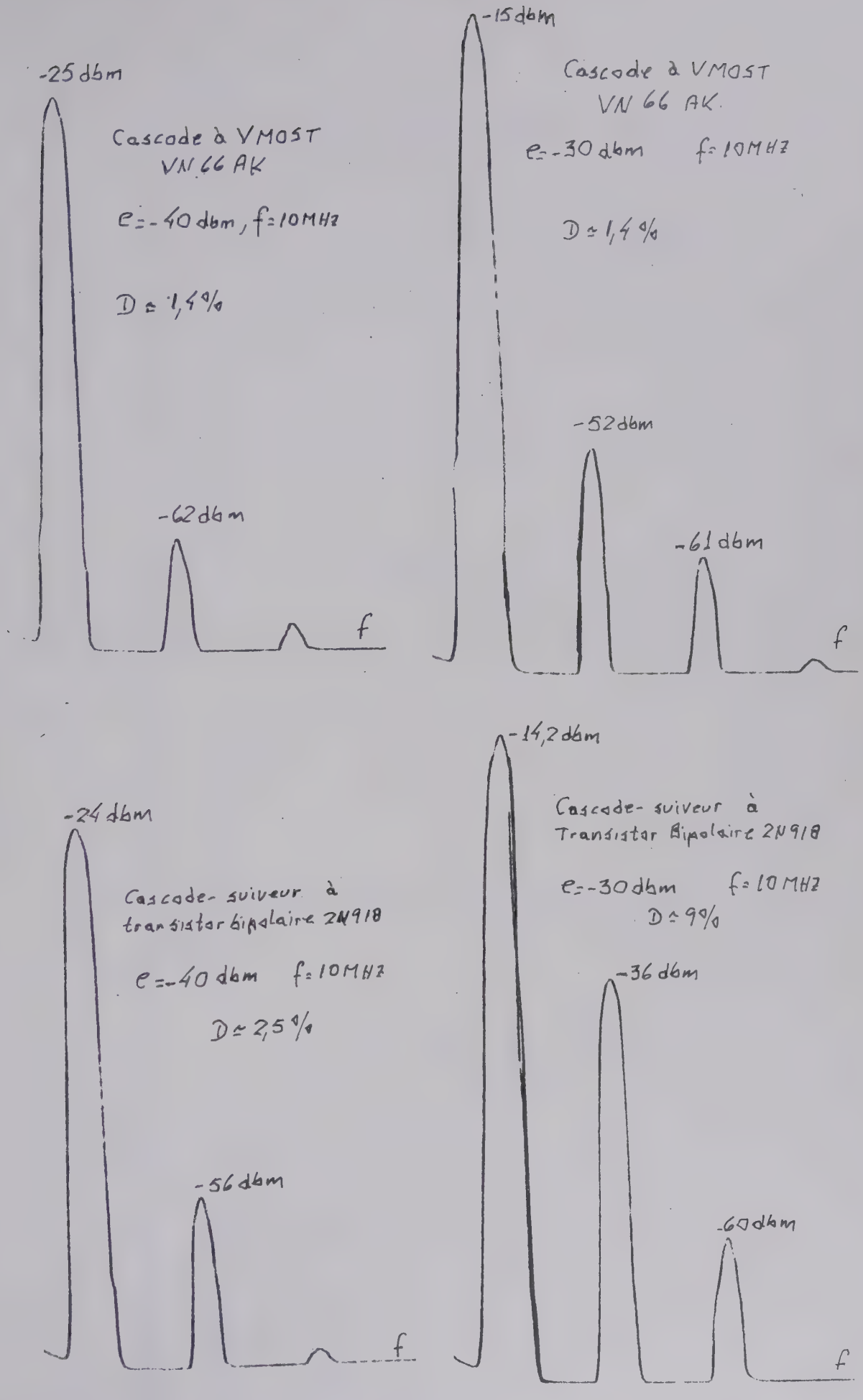

-25 dbm
Cascode à VMOST
VN 66 AK
e=-40 dbm, f=10MHz
D ≃ 1,4%
-62 dbm
f
-15 dbm
Cascode à VMOST
VN 66 AK
e=-30 dbm f=10MHz
D ≃ 1,4%
-52 dbm
-61 dbm
f
-24 dbm
Cascode-suiveur à
transistor bipolaire 2N918
e=-40 dbm f=10MHz
D ≃ 2,5%
-56 dbm
f
-14,2 dbm
Cascode-suiveur à
Transistor Bipolaire 2N918
e=-30 dbm f=10MHz
D ≃ 9%
-36 dbm
-60 dbm
f

Figure 3.41

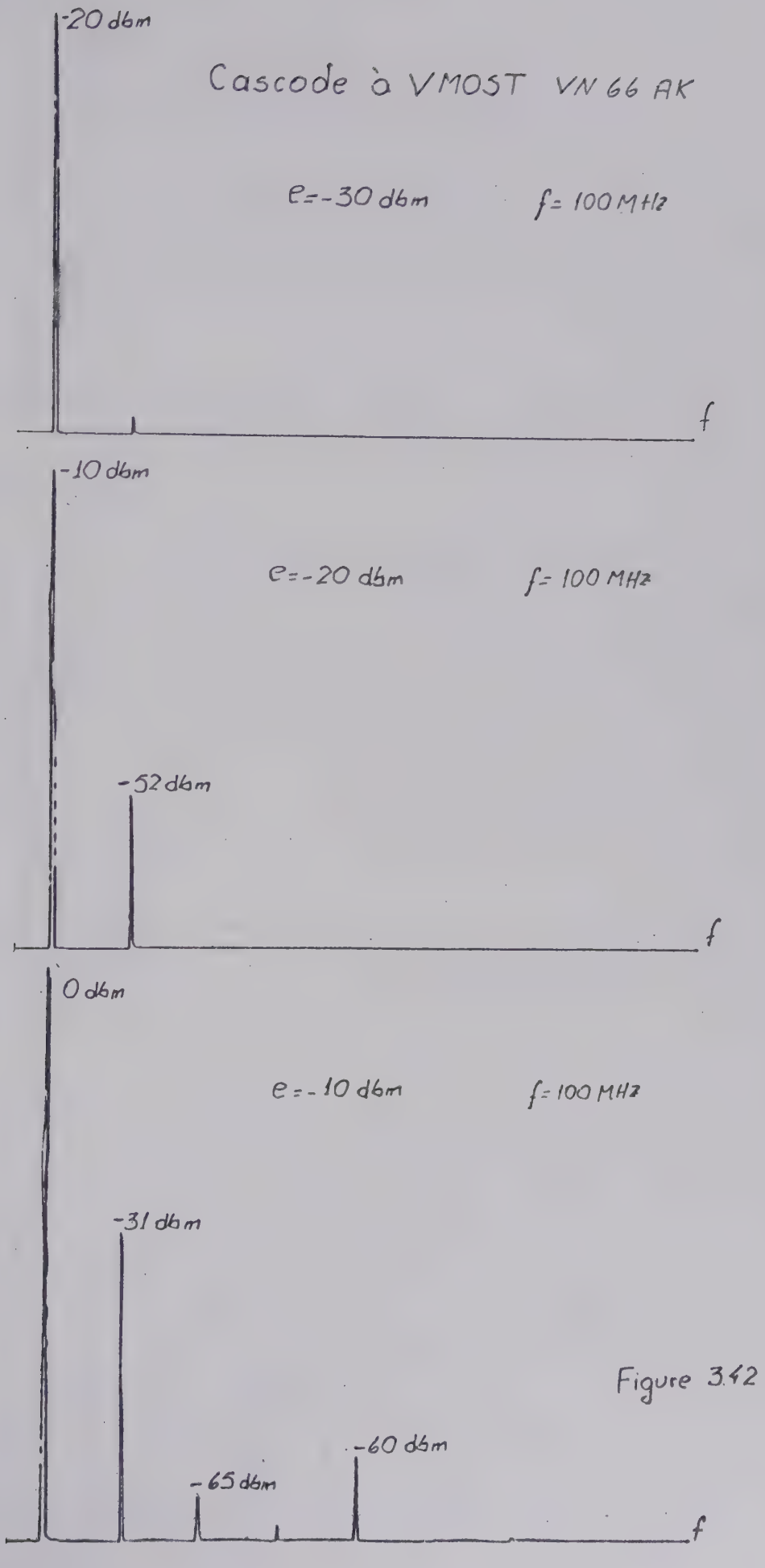
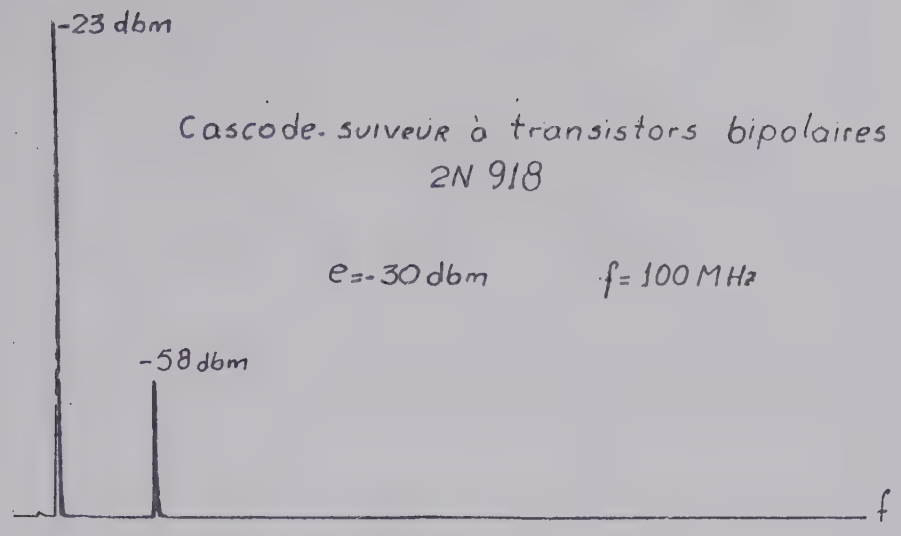
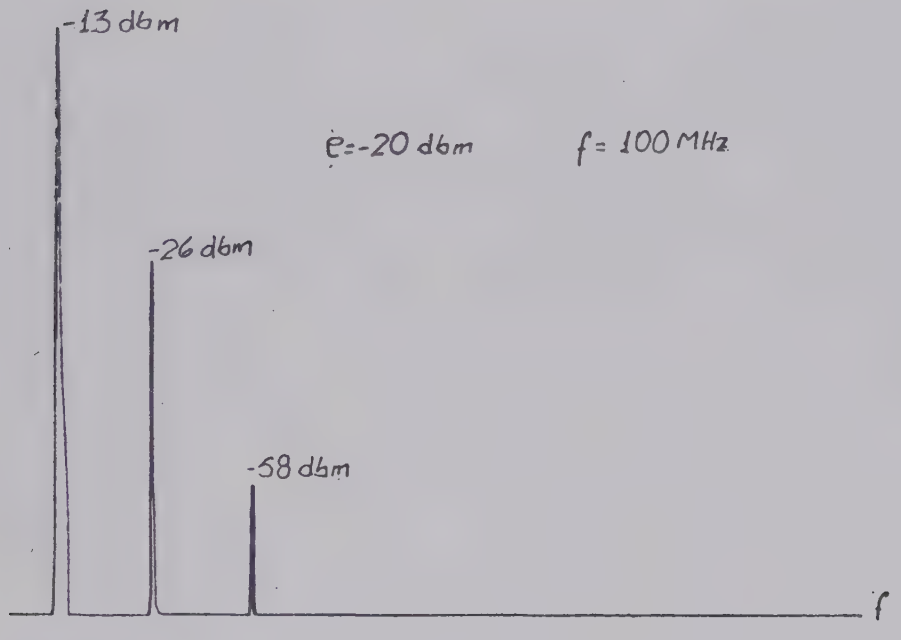

-20 dbm
Cascode à VMOST VN 66 AK
e=-30 dbm
f= 100 MHz
f
-10 dbm
e=-20 dbm
f= 100 MHz
-52 dbm
f
0 dbm
e=-10 dbm
f= 100 MHz
-31 dbm
-60 dbm
-65 dbm
f

Figure 3.42


-23 dbm
Cascode-suiveur à transistors bipolaires
2N 918
e=-30 dbm
f=100 MHz
-58 dbm
f


-13 dbm
e=-20 dbm
f=100 MHz
-26 dbm
-58 dbm
f

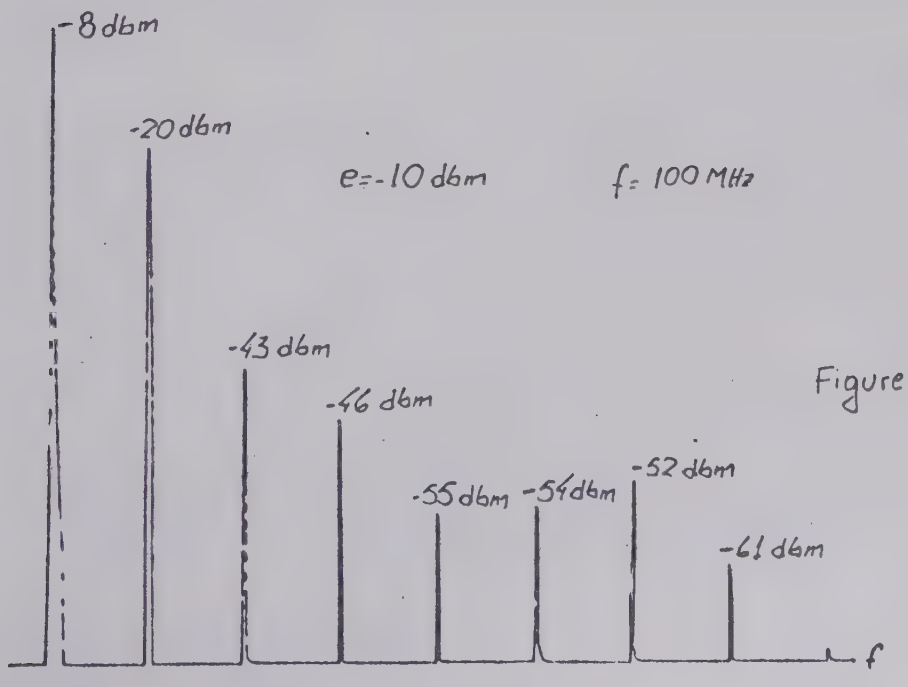

-8 dbm
-20 dbm
e=-10 dbm
f=100 MHz
-43 dbm
-46 dbm
-55 dbm
-54 dbm
-52 dbm
-61 dbm
f

Figure 3.43

C O N C L U S I O N

L'étude que nous avons entreprise nous a permis de mettre aux points différentes méthodes de caractérisation des paramètres dynamiques relatifs aux transistors bipolaires et V.MOST. Tout d'abord, des méthodes simples liées à des mesures d'amplitude que l'on peut facilement automatiser. Ensuite, des méthodes d'analyse plus précises pouvant servir de test ou de référence. On a pu valider la précision de ces différentes méthodes, en particulier l'approximation de Miller largement utilisée dans la détermination des fréquences de coupure ; la mesure de certains paramètres a pu être mise en défaut et on a pu ainsi tester son degré de validité. L'automatisation de ces mesures permettra sans doute un accès plus rapide et pourra augmenter la précision en utilisant des méthodes redondantes.

L'étude d'un amplificateur large bande, de type cascode, nous a permis de valider les méthodes de mesures introduites et de faire entrevoir les possibilités informatiques au moyen de différents programmes. Pour ce qui concerne la technologie bipolaire, on a dû tenir compte d'une capacité de réaction répartie entre l'accès extérieur de base B et la base fictive B'. En ce qui concerne la technologie V.MOST, on a mis en évidence un comportement en fréquence du type deuxième ordre faiblement amorti que l'on peut attribuer à la valeur non négligeable de la capacité de sortie . Nous

avons pu comparer les deux technologies du point de vue dynamique montrant ainsi les grands avantages de la technologie V. MOST. Il serait intéressant de poursuivre cette étude pour des amplificateurs large bande plus performants par exemple pour des systèmes de type compensé en technolog hybride.

A N N E X E

Programmes de calcul

Programme n° 1.

```
0:
PRT "   CALCUL D
ES","   PARAMETR
ES","D'UN TRANSI
STOR";SPC 3⊢
1:
PRT "CONDITIONS
 DE","   FERMETU
RES";SPC ;IF
FLG 1;JMP 3⊢
2:
ENT "R10",R1,"R2
0",R2,"C10",R3,"
C20",R4⊢
3:
ENT "R11",R5,"R2
1",R6,"C11",R7,"
C21",R8⊢
4:
FLT 9;PRT "R10="
,R1,"R20=",R2,"C
10=",R3,"C20",R4
⊢
5:
PRT "R11=",R5,"R
21=",R6,"C11=",R
7,"C21=",R8⊢
6:
SPC ;PRT "   FRE
QUENCES";SPC ;
IF ⊀FLG 2;JMP 2⊢
7:
ENT "F0",A,"F1",
B⊢
8:
PRT "F0=",A,"F1=
",B⊢
9:
SPC ;PRT "     M
ESURES";SPC ⊢
10:
ENT "E0",C,"V10"
,X,"V20",Y,"E1",
R9,"V11",R10,"V2
1",R11⊢
11:
PRT "E0=",C,"V10
=",X,"V20=",Y,"E
1=",R9,"V11=",R1
0,"V21=",R11⊢
12:
SPC 2;PRT "   PA
RAMETRES";SPC ⊢
13:
Y/X→R12;R11/R10→
R13;2πA→R14;2πB→
R15⊢
14:
R12R12(1+(R14R2R
4)↑2)→R16;R13R13
(1+(R15R6R8)↑2)→
R17⊢
15:
(R14R2)↑2*(R12R1
2-1)→R18;(R15R6)
↑2*(R13R13-1)→R1
9⊢
16:
2R4*(R14R2R12)↑2
→R20;2R8*(R15R6R
13)↑2→R21⊢
17:
(R6/R2)↑2→R22;R2
2R18-R19→R23;R22
R16-R17→R24⊢
18:
R22R20-R21→R25;R
25R25-4R23R24→R2
6⊢
19:
IF R26>0;(-R25+√
R26)/2R23→R27;(-
R25-√R26)/2R23→R
28⊢
20:
IF R26=0;-R25/2R
23→R29;GTO 24⊢
21:
IF 0>R26;PRT "CC
=   IMAG";STP ⊢
22:
IF R27>0;PRT "CC
=",R27→R30;GTO 2
5⊢
23:
IF R28>0;PRT "CC
=",R28→R30;GTO 2
5⊢
24:
IF R29>0;PRT "CC
=",R29→R30;GTO 2
5⊢
25:
PRT "GM=",√(R16+
R18R30R30+R20R30
)/R2→R31⊢
26:
R14R14R2R30(R30+
R31R2(R30+R4))→R
32⊢
27:
1+(R14(R2R30+R2R
4))↑2→R33;R32/R3
3→R34⊢
28:
R30(1+R31R2)+R14
R14R2R2R4R30(R30
+R31R2(R30+R4))→
R35;R35/R33
→R36⊢
29:
R15R15R6R30(R30+
R31R6(R30+R8))→R
37⊢
30:
1+(R15(R30R6+R6R
8))↑2→R38;R37/R3
8→R39⊢
31:
R30(1+R31R6)+R15
R15R6R6R8R30(R30
+R8)→R40;R40/R38
→R41⊢
32:
0→R42;X/C→R43;R1
0/R9→R44⊢
33:
(-1-R1R34+√(1/R4
3R43-R14R14R1R1+
(R42+R3+R36)↑2))
/R1→R45⊢
34:
(-1-R5R39+√(1/R4
4R44-R5R5R15R15*
(R42+R7+R41)↑2))
/R5→R46⊢
35:
IF R45≤R46;GTO 4
1⊢
36:
√(1/R43R43-(1+R1
(R46+R34))↑2)/R1
R14-R3-R36→R47⊢
37:
(-1-R5R39+√(1/R4
4R44-R5R5R15R15*
(R47+R7+R41)↑2))
/R5→R48⊢
38:
√(1/R43R43-(1+R1
(R48+R34))↑2)/R1
R14-R3-R36→R52⊢
39:
IF ABS (R46-R48)
/R48≤1E-4;IF
ABS (R47-R52)/R5
2≤1E-4;JMP 7⊢
40:
R48→R46;GTO 36⊢
41:
√(1/R44R44-(1+R5
(R45+R39))↑2)/R5
R15-R7-R41→R49⊢
42:
(-1-R15R34+√(1/R4
3R43-R14R14R15*
(R49+R3+R36)↑2))
/R1→R50⊢
43:
√(1/R44R44-(1+R5
(R50+R39))↑2)/R5
R15-R7-R41→R53⊢
44:
IF ABS (R45-R50)
/R5≤1E-4;IF
ABS (R49-R53)/R5
3≤1E-4;JMP 3⊢
```

Programme n° 1. (suite et fin)

```
45:
R50→R45;GTO 41⊢
46:
PRT "RB=";1/R48;
"CB=";R52;SPC 8;
JMP 2⊢
47:
PRT "RB=";1/R50;
"CB=";R53;SPC 8⊢
48:
ENT "GR0 CF1 FR2
 MES3";R51⊢
49:
IF R51=1;CFG 1;
CFG 2;GTO 1⊢
50:
IF R51=2;SFG 1;
GTO 1⊢
51:
IF R51=3;SFG 1;
SFG 2;GTO 1⊢
52:
⊢
53:
SCL 0,35.E-12,1E
-4,2.0E-3;AXE 0
1E-4,1;50⊢
54:
0→R54⊢
```

```
55:
(-1-R1R54+√(1 R4
3R43-R14R14R1R1+
(R54+R3+R36)↑2))
/R1→R55⊢
56:
PLT R54,R55;JMP
-((5E-12+R54→R54
)≤35E-1(⊢)+(R54≥3
5E-12⊢
57:
PEN ;0→R54⊢
58:
(-1-R5R39+√(1 R4
4R44-R5R5R15R1)+
(R54+R7+R41)↑2))
/R5→R55⊢
59:
PLT R54,R55;PRT
R54,R55;JMP -(5
E-12+R54→R54)+(35
E-12)+(R54≥35E-1
2)⊢
60:
PEN ;0,TO 48⊢
61:
END ⊢
R90
```

Programme n° 2.

```
0:
ENT "GM",A,"RB",
R0,"CB",B,"CC",C
,R1,R2,",C1",R3,
"C2",R4,"V1",R5⊢
1:
ENT "F",X;FLT 3⊢
2:
PRT "GM=",A,"RB=
",R0,"CB=",B,"CC
=",C,"R1=",R1,"R
2=",R2⊢
3:
PRT "C1=",R3,"C2
=",R4,"V1=",R5,"
F=",X;SPC 3⊢
4:
2↑X→Y;YYCR2(C+AR
2(C+R4))→R6⊢
5:
1+YY*(R2C+R2R4)↑
2→R7;R6/R7→R8⊢
6:
C(1+AR2)+YYR2R2R
4C(C+R4)→R9;R9/R
7→R10⊢
7:
R5R2√(AA+CCYY)→R
11;√(1+(R2Y(R4+C
))↑2)→R12;FLT 9;
PRT "V2=",R11/R1
2⊢
8:
PRT "E=",R5√((1+
R1(1/R0+R8))↑2+(
YR1(B+R3+R10))↑2
)⊢
9:
PRT "      ******
";SPC 8;GTO 0⊢
10:
END ⊢
R366
```

Programme n° 3.

```
0:
PRT "CALCUL DE R
B"⊢
1:
PRT "GM,B,CB CC"
⊢
2:
PRT "COND FERMET
URE"⊢
3:
PRT "COURT-CIRCU
IT"⊢
4:
ENT "R10",R1,"R2
0",R2,"C10",R3,"
C20",R4⊢
5:
FLT 9;PRT "R10="
,R1,"R20=",R2,"C
10=",R3,"C20=",R
4⊢
6:
PRT "COND FERMET
URE"⊢
7:
PRT "CIRCUIT-OUV
ERT"⊢
8:
ENT "R11",R5,"R2
1",R6,"C11",R7,"
C21",R8⊢
9:
PRT "R11=",R5,"R
21=",R6,"C11=",R
7,"C21=",R8⊢
10:
PRT "BASE FREQUE
NCE"⊢
11:
ENT "F0",A⊢
12:
PRT "F0=",A⊢
13:
PRT "HAUTE FREQU
ENCE"⊢
14:
ENT "F1",B⊢
15:
PRT "F1=",B⊢
16:
PRT "MESURES B.F
"⊢
17:
PRT "COURT-CIRCU
IT"⊢
18:
ENT "E0",R9,"V10
",R10,"V20",R11⊢
19:
PRT "E0=",R9,"V1
0=",R10,"V20=",R
11⊢
20:
PRT "MESURES H.F
"⊢
21:
PRT "COURT-CIRCU
IT"⊢
22:
ENT "E1",R12,"V1
1",R13,"V21",R14
⊢
23:
PRT "E1=",R12,"V
11=",R13,"V21=",
R14⊢
24:
PRT "MESURES H.F
."⊢
25:
PRT "CIRCUIT-OUV
ERT"⊢
26:
ENT "E2",R15,"V1
2",R16,"V22",R17
⊢
27:
PRT "E2=",R15,"V
12=",R16,"V22=",
R17⊢
28:
2πA→R18;2πB→R19⊢
29:
R1R10/(R9-R10)→R
20⊢
30:
R11/(R9-R10)→R21
;R1R21/R2→R22⊢
31:
R22/R20→R23⊢
32:
PRT "PARAMETRES"
⊢
33:
PRT "RB=",R20,"G
M=",R23,"B=",R22
⊢
34:
R20R12/R13→R24;R
20+R1→R25⊢
35:
√(R24R24-R25R25)
/R19R20R1→R26⊢
36:
R20R15/R16→R27⊢
37:
√(R27R27-R25R25)
/R19R20R5→R28⊢
38:
R14/R13→Y;R17/R1
6→X⊢
39:
(R28-R26)/(X-Y)→
R29⊢
40:
R26-(R3+R29(1+√(
1→R30⊢
41:
PRT "CC=",R29,"L
B=",R30⊢
42:
2πR20(R29+R30)→R
31;1/R31→R32⊢
43:
PRT "FB=",R32⊢
44:
R22R32→R33⊢
45:
PRT "FT=",R33;
SPC 6⊢
46:
GTO 0⊢
47:
END ⊢
R282
```

Programme n° 4.

```
0:
PRT "CALCUL DE"⊢
1:
PRT "E ET V2"⊢
2:
ENT "R1",R1,"R2"
,R2⊢
3:
PRT "R1=",R1,"R2
=",R2⊢
4:
ENT "RB",R3,"GM"
,R4⊢
5:
PRT "RB=",R3,"GM
=",R4⊢
6:
ENT "CB",R5,"CC"
,R6,"C2",R7,"C1"
,X⊢
7:
PRT "CB=",R5,"CC
=",R6,"C2=",R7,"
C1=",X⊢
8:
ENT "V1",R8⊢
9:
PRT "V1=",R8⊢
10:
ENT "F",A⊢
11:
PRT "F=",A⊢
12:
2πA→B⊢
13:
R8R4R2/√(1+BBR7R
7R2R2)→R9⊢
14:
R5+X+R6(1+R9/R8)
→R10⊢
15:
R8√((R1+R3)(R1+R
3)+BBR10R10R3R3R
1R1)/R3→R11;SPC
2⊢
16:
PRT "E=",R11,"V2
=",R9;SPC 6⊢
17:
GTO 0⊢
18:
END ⊢
R373
```

Programme n° 5.

```
0:
PRT "DONNEES"⊢
1:
ENT "RBB",R1,"RB
E",R2,"GM",R3,"F
",A⊢
2:
ENT "CBE",R4,"CB
C",R5,"CC",R6,"C
CE",R7⊢
3:
FLT 9;PRT "RBB="
,R1,"RBE=",R2,"G
M=",R3,"F=",A⊢
4:
PRT "CBE=",R4,"C
BC=",R5,"CC=",R6
,"CCE=",R7⊢
5:
1/R1→R8;1/R2→R9;
2πA→B⊢
6:
R8+R9→R10;R5+R4→
R11;R6+R7→R12⊢
7:
R10R10→R13;BBR11
R11→R14;R13+R14→
R15⊢
8:
((R12+R5)R10+R3R
5)R10→R16⊢
9:
(R12R5+R4(R12+R5
))BBR11→R17⊢
10:
(R16+R17)/R15→R1
8⊢
11:
R8R9→R19;R7+R6+R
5→R20⊢
12:
R19-BBR6R11→R21;
R8R11+R6R10→R40⊢
13:
R21R21+R40R40BB→
R41⊢
14:
(R3R8(R5+R6)+R20
R19)R21→R22⊢
15:
-(R7(R6R5+R6R4)+
R5R6R4)R21BB→R24
⊢
16:
R7(R6R10+R8R11)+
R5R6(R3+R9)+R4R8
(R6+R5)→R25⊢
17:
R25R40BB→R26⊢
```

Programme n° 5. (suite et fin)

```
18:
(R22+R24+R26)/R4
1→R27⊢
19:
R8(-R9-R3)→R29;B
B(R4R5+R7R11)→R3
0⊢
20:
R29+R30→R31⊢
21:
R8(R20(-R9-R3)+R
7R3)R31→R32⊢
22:
-R20(R4R5+R7R11)
+R5((R7+R5)R4+R7
R5)→R33⊢
23:
(R5R7+R4(R7+R5))
R7→R34⊢
24:
-(R33+R34)BBR31→
R35⊢
25:
-R20(R5R9+R8R4+R
5R3+R7R10)→R43⊢
26:
R5(R7+R5)R9+R5R5
R3→R44⊢
27:
R43+R44→R36⊢
28:
R7(R7R10+R5(R9+R
3))→R37⊢
29:
R5(R9+R3)+R8R4+R
7R10→R38⊢
30:
-(R36+R37)BBR38→
R39⊢
31:
(R32+R35+R39)/(R
31R31+BBR38R38)→
R42⊢
32:
PRT "CAPACITE MO
NTAGES"⊢
33:
PRT "BC ET EC(V1
=0)=",R18⊢
34:
PRT "CAPACITE MO
NTAGE"⊢
35:
PRT "EC(I1=0)=",
R27⊢
36:
PRT "CAPACITE MO
NTAGE"⊢
37:
PRT "BC(I1=0)=",
R42⊢
38:
GTO 0⊢
39:
END ⊢
R268
```

Programme n° 6.

```
0:
PRT "CALCUL DE"⊢
1:
PRT "CGS ET CGD"
⊢
2:
PRT "DE V-MOS"⊢
3:
PRT "COND. FERME
TURE"⊢
4:
PRT "COURT-CIRCU
IT"⊢
5:
ENT "R10",R1,"R2
0",R2,"C10",R3⊢
6:
FLT 9;PRT "R10="
,R1,"R20=",R2,"C
10=",R3⊢
7:
ENT "RGG",Y⊢
8:
PRT "RGG=",Y⊢
9:
PRT "COND. FERME
TURE"⊢
10:
PRT "CIRCUIT-OUV
ERT"⊢
11:
ENT "R11",R4,"R2
1",R5,"C11",R6⊢
12:
PRT "R11=",R4,"R
21=",R5,"C11=",R
6⊢
13:
ENT "F",A⊢
14:
PRT "F=",A⊢
15:
PRT "MESURES C.C
"⊢
16:
ENT "E0",R7,"V10
",R8,"V20",R9⊢
```

```
17:
PRT "E0 ";R7;"V1
0= ";R9;"V20=";R2
⊢
18:
PRT "MESURES C,O
 ⊢
19:
ENT "E1";R10;"V1
1 ";R11;"V21";R12
⊢
20:
PRT "E1=";R10;"V
11= ";R11;"V21=";
R12⊢
21:
2πA→R13⊢
22:
R1+1→R14⊢
23:
YR7/R8→R15⊢
24:
√(R15R15-R14R14)
/R13R1Y→R16⊢
25:
YR10/R11→R17⊢
26:
√(R17R17-R14R14)
/R13R1Y→R18⊢
27:
F9 ↵0↵P1↵R↵2 P(
1→P20⊢
28:
(R18-R16)/(R20-⊢
19)→R21⊢
29:
PRT "CGD=",R21⊢
30:
R16-R3-R21(1+R19
1→R22⊢
31:
PRT "CGS=",R22,"
CEE01=",R16,"CEE
02=",R18;SPC 8⊢
32:
GTO 5⊢
33:
END ⊢
R331
```

Programme n° 7.

```
0:
ENT "R1",R1,"RGG
",R2,"R2",R3,"GM
",R4⊢
1:
PRT "R1=",R1,"RG
G=",R2,"R2=",R3,
"GM=",R4⊢
2:
ENT "CGS",R5,"CG
D",R6,"CDS",R7,"
CP",R23⊢
3:
PRT "CGS=",R5,"C
GD=",R6,"CDS=",R
7,"CP=",R23⊢
4:
ENT "F",A,"E",B⊢
5:
PRT "F=",A,"E=",
B⊢
6:
FLT 9⊢
7:
1/R1→R8;1/R2→R9;
1/R3→R10;2πA→X⊢
8:
-R4R10+XXR6(R6+R
7)→R11⊢
9:
R10R10+XX(R6+R7)
(R6+R7)→R12⊢
10:
R11/R12→R13⊢
11:
X(R10R6+R4(R6+R7
))→R14⊢
12:
R14/R12→R15;R5+R
23→R24⊢
13:
R8+R9+XR6R15→R16
;X(R24+R6(1-R13)
)→R17⊢
14:
BR08/√(R16R16+R1
7R17)→R18⊢
15:
X(R6+R7)→R19;√(R
10R10+R19R19)→R2
0⊢
16:
√(R4R4+XXR6R6)→R
21⊢
17:
R21R18/R20→R22⊢
18:
PRT "V1=",R18,"V
2=",R22;SPC 8⊢
19:
GTO 0⊢
20:
END ⊢
R349
```

Programme n° 8.

```
10 PRINT "METTRE UN DETERMINANT D'ORDRE N SOUS LA"
20 PRINT "FORME C(J,K)+S POUR J=K ET DE"
30 PRINT "C(J,K) POUR J#K AVEC S REEL"
40 GOTO 50
50 DIM A[10,10],B[10,10]
60 DISP "N=";
70 INPUT N
80 PRINT "METTRE VALEURS DE R EN OHMS"
90 PRINT "COMPOSANTS RESISTIVES"
100 FOR I=1 TO 6
110 DISP "R("I")";
120 INPUT R[I]
130 PRINT "R"I"=",R[I]
140 NEXT I
150 PRINT "PARAMETRES DES TRANSISTORS"
160 FOR H=1 TO 6
170 DISP "P("H")";
180 INPUT P[H]
190 PRINT "P"H"=",P[H]
200 NEXT H
210 PRINT "METTRE VALEURS DE C EN PF"
220 FOR E=1 TO 6
230 DISP "C("E")";
240 INPUT C[E]
250 PRINT "C"E"=",C[E]
255 NEXT E
260 PRINT "METTRE VALEURS DE G EN MMHOS"
270 FOR H=1 TO 3
280 DISP "G("H")";
290 INPUT G[H]
300 PRINT "G"H"=",G[H]
301 NEXT H
302 FIXED 4
310 R[2]=R[2]*R[3]/(R[2]+R[3])
320 R[1]=R[1]*R[2]/(R[1]+R[2])
330 FOR I=1 TO 6
340 R[I]=1000/R[I]
350 NEXT I
352 FOR J=1 TO 6
354 P[J]=1000/P[J]
356 NEXT J
360 P[3]=P[3]+G[2]
370 FOR J=1 TO N
380 FOR K=1 TO N
390 A[J,K]=0
400 B[J,K]=0
410 NEXT K
420 NEXT J
430 B[1,1]=R[1]*P[1]/(R[1]+P[1])+P[2]
440 B[2,1]=G[1]
450 B[2,2]=P[3]
460 B[2,3]=-P[3]
470 B[3,2]=G[2]-P[3]
480 B[3,3]=-G[2]+P[3]+P[4]
490 B[4,2]=-G[2]
500 B[4,3]=G[2]
510 B[4,4]=R[4]+P[5]
520 B[4,5]=-P[5]
530 B[5,4]=-P[5]
540 B[5,5]=P[5]+P[6]
550 B[5,6]=-P[6]
560 B[6,5]=-(G[3]+P[6])
570 B[6,6]=G[3]+R[5]+R[6]+P[6]
580 A[1,1]=C[1]+C[2]
590 A[1,2]=-C[2]
600 A[2,1]=-C[2]
```

Programme n° 8 (suite)

```
610 A[2,2]=C[2]+C[3]
620 A[2,3]=-C[3]
630 A[3,2]=-C[3]
640 A[3,3]=C[3]+C[4]
650 A[3,4]=-C[4]
660 A[4,3]=-C[4]
670 A[4,4]=C[4]
680 A[5,5]=C[5]+C[6]
690 A[5,6]=-C[6]
700 A[6,5]=-C[6]
710 A[6,6]=C[6]
720 READ K,J,U,P,M
730 DATA 1,1,1,2,2
740 IF A[U,U]=0 THEN 760
750 GOTO 780
760 PRINT "A"U,U"=0""IL FAUT LE FAIRE #0"
770 GOTO 1480
780 T=(-A[P,J])/A[U,U]
790 B[P,K]=B[P,K]+B[J,K]*T
800 A[P,K]=A[P,K]+A[J,K]*T
810 IF K>N-1 THEN 840
820 K=K+1
830 GOTO 790
840 IF P>N-1 THEN 880
850 K=1
860 P=P+1
870 GOTO 780
880 IF U>N-2 THEN 980
890 M=M+1
900 J=J+1
910 P=M
920 U=U+1
930 K=1
940 IF A[U,U]=0 THEN 960
950 GOTO 780
960 PRINT "A"U,U"=0"
970 GOTO 1480
980 IF A[N,N]=0 THEN 1000
990 GOTO 1020
1000 PRINT "A"N,N"=0"
1010 GOTO 1480
1020 READ K,J,U,P,M
1030 DATA 1,1,1,2,2
1040 Y=(-A[J,P])/A[U,U]
1050 A[K,P]=A[K,P]+A[K,J]*Y
1060 B[K,P]=B[K,P]+B[K,J]*Y
1070 IF K>N-1 THEN 1100
1080 K=K+1
1090 GOTO 1050
1100 IF P>N-1 THEN 1140
1110 K=1
1120 P=P+1
1130 GOTO 1040
1140 IF U>N-2 THEN 1210
1150 M=M+1
1160 J=J+1
1170 P=M
1180 U=U+1
1190 K=1
1200 GOTO 1040
1210 J=K=U=1
1220 R=A[U,U]
1230 A[J,K]=A[J,K]/R
1240 B[J,K]=B[J,K]/R
1250 IF J>N-1 THEN 1280
```

Programme n° 8 (fin)

```
1260 J=J+1
1270 GOTO 1230
1280 IF U>N-1 THEN 1330
1290 J=1
1300 U=U+1
1310 K=K+1
1320 GOTO 1220
1330 PRINT "ELEMENTS DÉT. B"
1340 FOR J=1 TO N
1350 FOR K=1 TO N
1360 PRINT B[J,K];
1370 NEXT K
1380 PRINT
1390 NEXT J
1400 PRINT "ELEMENTS DET. A"
1410 FOR J=1 TO N
1420 FOR K=1 TO N
1430 PRINT A[J,K];
1440 NEXT K
1450 PRINT
1460 NEXT J
1470 STORE DATA A,B
1480 END
```

Programme n° 9.

```
10 DISP "ORDRE MATRICE :";
20 DIM A[10,10],B[10,10],C[10]
30 DIM II,JI,KI,LI,MI,NI,OI,PI,QI,UI,VI,WI,ZI
40 O=0
50 INPUT M
60 IF O=0 THEN 85
70 PRINT
80 STOP
85 LOAD  DATA 0,B
90 FOR I=1 TO M
100 FOR J=1 TO M
110 IF O#0 THEN 140
120 GOTO 140
130 GOTO 140
140 A[I,J]=B[I,J]
150 NEXT J
160 NEXT I
170 O=1
180 GOSUB 330
190 PRINT "                MATR.INIT.        MATR.O.T."
200 FOR I=1 TO M
210 FOR J=1 TO M
220 WRITE (15,250)I,J,B[I,J],A[I,J]
230 NEXT J
240 NEXT I
250 FORMAT F3.0,1X,F3.0,2E16.4
260 GOSUB 660
270 FOR I=1 TO M
280 WRITE (15,290)I,C[I]
290 FORMAT 9X,"V.P.",F3.0,"=",E12.4
300 NEXT I
310 GOTO 60
320 END
330 REM****QUASI TRIANG. MATRICE CARREE****
340 N=M
350 IF N <= 2 THEN 640
360 V=N-1
370 FOR P=2 TO V
380 U=P+1
390 FOR Q=U TO N
400 IF A[P-1,Q]=0 THEN 620
410 IF A[P-1,P]#0 THEN 460
420 R=0
430 S=1
440 A[P-1,P]=A[P-1,Q]
450 GOTO 510
460 T=A[P-1,Q]/A[P-1,P]
470 B=SQR(1+T*T)
480 S=T/B
490 R=S/T
500 A[P-1,P]=A[P-1,P]*B
510 A[P-1,Q]=0
520 FOR J=P TO N
530 B=R*A[J,P]+S*A[J,Q]
540 A[J,Q]=R*A[J,Q]-S*A[J,P]
550 A[J,P]=B
560 NEXT J
570 FOR J=1 TO N
580 B=R*A[P,J]+S*A[Q,J]
590 A[Q,J]=R*A[Q,J]-S*A[P,J]
600 A[P,J]=B
610 NEXT J
620 NEXT Q
630 NEXT P
```

Programme n° 10.

```
10 DIM C[7,7],D[7,7],E[7,7],R[12],P[12],G[3],S[9]
20 DISP "N=";
30 INPUT N
40 FOR I=1 TO 12
50 DISP "R("I")";
60 INPUT R[I]
70 PRINT "R"I"=",R[I]
80 NEXT I
90 FOR H=1 TO 9
100 DISP "C("H")";
110 INPUT S[H]
120 PRINT "C"H"=",S[H]
130 NEXT H
140 FOR H=1 TO 3
150 DISP "G("H")";
160 INPUT G[H]
170 PRINT "G"H"=",G[H]
180 NEXT H
190 FLOAT 9
230 FOR I=1 TO 12
240 P[I]=1/R[I]
250 NEXT I
270 DISP "F=";
275 INPUT F
280 PRINT "F=",F
281 Q1=G[2]+P[11]
290 W=2*PI*F
295 M=1
300 FOR J=1 TO N
310 FOR K=1 TO N
320 C[J,K]=0
330 D[J,K]=0
340 NEXT K
350 NEXT J
360 C[1,1]=P[1]+P[2]+P[3]+P[7]
361 C[1,2]=C[2,1]=-P[7]
370 C[2,2]=P[7]+P[10]
400 C[3,2]=G[1]
401 C[3,3]=Q1
410 C[3,4]=-Q1
411 C[4,3]=G[2]-Q1
412 C[4,4]=-G[2]+Q1+P[8]
413 C[5,3]=-G[2]
420 C[5,4]=G[2]
430 C[5,5]=P[9]+P[4]
440 C[5,6]=C[6,5]=-P[9]
450 C[6,6]=P[9]+P[12]
460 C[7,6]=-G[3]-P[12]
470 D[1,1]=W*S[7]
471 D[1,3]=D[3,1]=-W*S[7]
472 D[2,2]=W*(S[1]+S[4])
530 D[2,3]=D[3,2]=-W*S[4]
540 D[3,3]=W*(S[4]+S[2]+S[7])
550 D[3,4]=D[4,3]=-W*S[2]
560 D[4,4]=W*(S[2]+S[5])
570 D[4,5]=D[5,4]=-W*S[5]
580 D[5,5]=W*(S[5]+S[9]+S[8])
590 D[6,6]=W*(S[3]+S[6])
600 D[7,6]=-W*S[6]
610 IF M>1 THEN 690
611 C[6,7]=-P[12]
612 C[7,7]=G[3]+P[5]+P[6]+P[12]
630 D[6,7]=-W*S[3]
640 D[7,7]=W*S[3]
650 GOSUB 860
660 R=T
```

Programme n° 9 (suite et fin)

```
640 RETURN
650 END
660 REM*****CALCUL VAL.PROPRE*****
670 IF M=1 THEN 1210
680 N=M
690 L=0
700 V=N-1
710 D=0
720 E=0
730 F=0
740 Z=0
750 FOR Q=2 TO N
760 IF A[Q-1,Q-1]#0 THEN 840
770 K=M-L
780 L=L+1
790 PRINT "ERREUR V.P."L
800 FOR W=L TO M
810 C[W]=0
820 NEXT W
830 RETURN
840 A[Q-1,Q]=A[Q-1,Q]/A[Q-1,Q-1]
850 FOR P=Q TO N
860 A[P,Q]=A[P,Q]-A[Q-1,Q]*A[P,Q-1]
870 NEXT P
880 NEXT Q
890 FOR P=1 TO V
900 A[P,1]=A[P,1]+A[P,P+1]*A[P+1,1]
910 NEXT P
920 FOR Q=2 TO N
930 A[Q-1,Q]=A[Q-1,Q]*A[Q,Q]
940 IF Q=N THEN 980
950 FOR P=Q TO V
960 A[P,Q]=A[P,Q]+A[P,P+1]*A[P+1,Q]
970 NEXT P
980 NEXT Q
990 G=A[N,N]
1000 FOR P=1 TO N
1010 A[P,P]=A[P,P]-G
1020 NEXT P
1030 F=F+G
1040 IF F=E THEN 1130
1050 Z=Z+1
1060 IF Z#50 THEN 1110
1070 L=L+1
1080 K=M-L+1
1090 PRINT "PLUS DE 50 ITER. V.P."L
1100 GOTO 800
1110 E=F
1120 GOTO 750
1130 L=L+1
1140 C[L]=F
1150 Z=0
1160 FOR P=1 TO N
1170 A[P,P]=A[P,P]+F
1180 NEXT P
1190 N=V
1200 IF N#1 THEN 700
1210 C[M]=A[1,1]
1220 K=0
1230 RETURN
1240 END
```

Programme n° 10 (suite et fin)

```
670 M=2
680 GOTO 300
690 C[1,7]=P[1]
700 C[6,7]=C[7,7]=D[6,7]=D[7,7]=0
710 GOSUB 860
720 B1=T
730 G=20*LGT(B1/B)
740 PRINT "G=",G
750 IF F>9E+06 THEN 780
760 F=F+1E+06
770 GOTO 280
780 IF F>9E+07 THEN 810
790 F=F+1E+07
800 GOTO 280
810 IF F >= 2.5E+08 THEN 840
820 F=F+5E+07
830 GOTO 280
840 GOTO 40
850 END
860 T1=1E-15
870 N1=N+1
880 D1=1
890 D2=0
900 FOR L=1 TO N
910 L1=L+1
920 IF SQR(C[L,L]*C[L,L]+D[L,L]*D[L,L])>T1 THEN 1120
930 REM"CAS OU LR PIVOT EST TROP PETIT"
940 IF L=N THEN 980
950 FOR I=L1 TO N
960 IF SQR(C[I,L]*C[I,L]+D[I,L]*D[I,L])>T1 THEN 1010
970 NEXT I
980 D1=0
990 D2=0
1000 GOTO 1290
1010 FOR J=1 TO N
1020 A1=C[L,J]
1030 A2=D[L,J]
1040 C[L,J]=C[I,J]
1050 D[L,J]=D[I,J]
1060 C[I,J]=A1
1070 D[I,J]=A2
1080 NEXT J
1090 D1=-D1
1100 D2=-D2
1110 REM"CALCUL NORMAL"
1120 L2=L-1
1130 E1=D1
1140 D1=D1*C[L,L]-D2*D[L,L]
1150 D2=E1*D[L,L]+D2*C[L,L]
1160 IF L=N THEN 1290
1170 FOR J=L1 TO N
1180 E[L,J]=C[L,J]
1190 C[L,J]=(C[L,J]*C[L,L]+D[L,J]*D[L,L])/(C[L,L]*C[L,L]+D[L,L]*D[L,L]
1200 D[L,J]=(D[L,J]*C[L,L]-E[L,J]*D[L,L])/(C[L,L]*C[L,L]+D[L,L]*D[L,L]
1210 NEXT J
1220 FOR I=L1 TO N
1230 FOR J=L1 TO N
1240 C[I,J]=C[I,J]-C[I,L]*C[L,J]+D[I,L]*D[L,J]
1250 D[I,J]=D[I,J]-D[I,L]*C[L,J]-D[L,J]*C[I,L]
1260 NEXT J
1270 NEXT I
1280 NEXT L
1290 PRINT "DETER="D1"+J"D2
1300 T=SQR(D1*D1+D2*D2)
1310 PRINT "T=",T
1320 RETURN
1330 END
```

Programme n° 11.

```
0:
ENT R1,R2,R3,R4,
R5,R6,R7,R8,R9,R
10,R11,R12,R13,R
14,R15,R16,R17,R
18⊢
1:
PRT R1,R2,R3,R4,
R5,R6,R7,R8,R9,R
10,R11,R12,R13,R
14⊢
2:
PRT R15,R16,R17,
R18;SPC 2⊢
3:
R1R10/(R1+R10)→R
19;R19+R7→R20⊢
4:
R10R9R3+R2(R12R6
+R12R3+R12R9+R9R
3)→R21⊢
5:
R12(R6+R9)R4R5R1
9/R21/R20/R8→R22
;PRT R22⊢
6:
R18/(R9+R6)→R23;
R13R11/R4/(R5+R1
1)→R24;PRT R23,R
24⊢
7:
R20R8R11→R25;R11
+R8-R5→R26⊢
8:
R16R8R11+R13(R8R
11+R20R26+R4R26)
→R27⊢
9:
(R27+R17R11R20)/
R25→R27;PRT R27⊢
10:
(R13R17(R20+R4)+
R13R16R26+R11R17
(R13+R16))/R25→R
28;PRT R28⊢
11:
R13R16R17/R25→R2
9;PRT R29;R6+R3+
R9→R30⊢
12:
(R12R6+R12R3+R13
R9+R9R3)R14→R31⊢
13:
(R31+(R12+R2)(R6
+R3+R9)R15+((R2+
R12)R3+R2R12)R18
)/R21→R31⊢
14:
R15R18(R2+R12)+R
14R18(R12+R3)→R3
2⊢
15:
(R32+R14R15R30)/
R21→R32⊢
16:
PRT R31,R32;R14R
15R18/R21→R33;
PRT R33;SPC 3⊢
17:
ENT X;PRT X;2πX→
X;R22↑((1+XXR23R
23)(1+XXR24R24))
→Y⊢
18:
(1-R28XX)(1-R28X
X)+XX(R27-R29XX)
(R27-R29XX)→A⊢
19:
(1-R32XX)(1-R32X
X)+XX(R31-R33XX)
(R31-R33XX)→B⊢
20:
Y/↑(AB)→Y;20LOG
Y→Y;PRT Y;GTO 17
⊢
21:
END ⊢
R293
```

B I B L I O G R A P H I E

1. Paul E. GRAY, CAMPBELL, L. SEARLE
"Electronic Principles, Physics, Models, and Circuits"
A. WILEY INTERNATIONAL EDITION - 1969.

2. GRAY, de WITT, BOOTHROYD, GIBBONS
"Physical Electronics and Circuit Models of Transistors"
A. WILEY SEEC - volume 2 - 1969.

3. A. PETITCLERC
"Electronique physique des semiconducteurs"
GAUTHIER-VILLARS Le Tambourinaire Paris - 1962.

4. J. BOUCHER, J. SIMONNE
"Principe et fonctionnement des dispositifs à semi-conducteur"
E.N.S.A.E. Toulouse - 1976.

5. S.S. HAKIM
"Junction transistor circuit analysis"
ILIFFE STUDENT EDITION LONDON - 1962.

6. R.LYON-CAEN et S. VOLMIER
"Schémas équivalents aux transistors fonctionnant en classe A, leur application au calcul automatique des circuits"
l'Onde Electrique, volume 50, fasc. 3 pp. 198-205 - 1970.

7. A.PETITCLERC
"Théorie et pratique des circuits à transistors"
DUNOD Paris - 1966.

8. M. ZAMORANO
"Contribution à l'étude des transistors MOS structures à double grille et structures de puissance à canal vertical"
Thèse Docteur 3e Cycle U.P.S. Toulouse - 1977.

9. SILICONIX
"V. MOS POWER FETS"
Design Catalog. - 1978.

10. A. GIL
"Contribution à l'analyse du comportement du transistor bipolaire en haute fréquence"
Thèse Docteur 3ème cycle U.P.S. Toulouse - 1973.

11. J. BOREL
"Les modèles mathématiques de composants électroniques"
l'Onde Electrique volume 49 - fasc. 3 - 1969.

12. P. ROSSEL, G. GUEGAN, H. MARTINOT and M. ZAMORAN
"Static and high frequency modelling of vertical channel" MOS TRANSISTOR (V. MOS)
Revue de Physique appliquée Tome 13, déc. 1978
page 591 à 596.

13. BOUCHER-LESCURE-VIALAS
"Characterisation of a solar cell by a photoelectric method"
Solar Electricity, Colloque International CNES/CNRS
p. 375 à 389 Toulouse - mars 1976.

14. BOUCHER-LESCURE-VIALAS
"Determination of series resistance of a solar cell by dynamic methods"
International conference, Photovoltaïc solar energy conference Luxembourg - 1977.

15. J. BOUCHER
"Contribution à la détermination des paramètres dans un semiconducteur soumis à une lumière modulée"
Thèse d'Etat - Toulouse - 1er juin 1972

16. J. BOUCHER - M. LESCURE
"Etude du comportement fréquentiel à partir d'un pont optoélectronique d'un quadripôle actif soumis à une excitation en courant"
Note interne - juin 1977.

17. G. MEIJER - H.J.A. DERONDE
"Measurement of the base resistance of bipolar transistors"
Electronics Letters - vol. 11 p. 249-250 - juin 1975.

18. H. ARCISZEWSKI
"Mesure sur les transistors"
Edition CHIRON Paris - 1967.

19. A. VATASESCO, H. SINNREICH, S.T. GAVAT, R. STERE, R. PIRINSER
"CIrcuits à semiconducteurs dans l'industrie, tome II, amplificateurs et oscillateurs"
Editura Tehnica Roumanie - 1972.

20. Equipe methodologies d'analyse de simulation de synthèse et d'optimisation
"ACLINE ZC"
User reference Manual - 1978.

21. C. VIDALLON
"Programme d'analyse de réseaux ACLIN ZA"
Problèmes d'initiation
Laboratoire de Génie Electrique U.P.S. Toulouse - 1976.

22. R. I. OLLINS and STEVEN J. RAINER
"Computer-Aided Design and optimization a Braad-Band High-frequency monolithic amplifier"
I.E.E.E. Journal of Solid State circuits vol. 7 n° 6 décembre 1972.

23. BALLBE
Thèse 3ème Cycle U.P.S. Toulouse.

24. E.M. CHERRY - D.E. HOOPER
"Amplifying devices and Low-Pass amplifier Design"
J. WILEY - U.S.A. - 1968.

25. J.L. CADENE
"Contribution à l'étude de l'admittance des jonctions PN"
Thèse de 3ème cycle -30 juin 1970.

26. "Characterisation and measurement of the base and emetter resistances of bipolar transistors"
W.M.C. Sansen and Robert G. MEŸER
I.E.E.E. Journal of solid-state Circuits vol. 7 n° 6 december 1972.

27. LINDMAYER-WRIGLEY
"Fundamentals of semiconductor devices"
PRINCENTON U.S.A. - 1965.

28. R. CARTON, R. MICOLET, M. ROCHE
"Modèles de transistors pour analyse de circuits par ordinateur"
L'onde Electrique vol. 49 - Mars 1969. P. 295-308.

29. FRANK E. HOLMES
"V-groove MOS (V.MOS) enhancement load logic"
Solid State Electronics - Vol. 20 n° 9 - sept. 1977.

T A B L E D E S M A T I E R E S

INTRODUCTION

CHAPITRE 1 "Modèles dynamiques" 1

1.1) Schémas naturels des transistors bipolaires.. 2

1.1)1- Effets du premier ordre..... 2

1.1)2- Effet Early..... 9

1.1)3- Effets bidimensionnels..... 15

1.1)4- Variation des paramètres internes du schéma naturel simplifié en fonction de la polarisation..... 19

1.1)5- Modifications du schéma naturel..... 21

1.1)6- Le transistor bipolaire comme quadripôle..... 23

1.1)7- Dynamique du transistor bipolaire..... 26

1.2) Schéma naturel du transistor V. MOS 28

1.2)1- Technologie et caractéristiques statiques du transistor V.MOS à canal vertical.... 28

1.2)2- Comportement du V.MOST en régime dynamique en petits signaux..... 34

CHAPITRE 2 "Accès aux mesures des paramètres"..... 37

2.1) Détermination des paramètres du schéma naturel d'un transistor bipolaire par la mesure de tension et à l'aide d'un mini-ordinateur..... 37

2.1)1- Méthode basée sur la mesure des tensions , et dans deux conditions différentes des paramètres externes..... 39

2.1)2- Méthode basée sur la mesure des tensions et dans trois conditions différentes des paramètres externes..... 48

2.2) Moyens d'analyse fine et d'accès à des paramètres particuliers..... 60
2.2)1- Mesures au pont capacimètre..... 60
2.2)2- Mesure du par une méthode photoélectrique de bi-injection 69
2.2)3- Détermination de la résistance d'accès .. 73

2.3) Caractérisation dynamique d'un transistor V.MOS... 77
2.3)1- Détermination de 77
2.3)2- Détermination des capacités au cut-off..... 77
2.3)3- Détermination des capacités en zone active. 82

CHAPITRE 3 -"Etude d'un amplificateur large bande"..... 87
3.1) Performances comparées des montages de base d'un transistor bipolaire..... 88
3.2) Montage cascode-suiveur..... 92
3.3) Méthodes d'analyse..... 96
3.3)1- Méthode de recherche des pôles..... 97
3.3)2- Programme ACLINE..... 101
3.3)3- Programme ALVA..... 101
3.3)4- Comparaison des méthodes utilisées..... 102
3.4) Simulation et sensibilité aux paramètres..... 108
3.4)1- Sensibilité aux paramètres internes des transistors..... 108
3.4)2- Sensibilité par rapport au courant de polarisation..... 110
3.5) Vérification expérimentale..... 110
3.5)1- Sensibilité aux paramètres..... 113
3.5)2- Etude en fonction du point de polarisation-optimisation..... 115
3.6) Etude d'un cascode à V.MOST..... 120
3.6)1- Sensibilité aux paramètres..... 122
3.6)2- Vérification expérimentale..... 123
3.6)3- Dynamique comparée des technologies V.MOS et bipolaires..... 127
ANNEXE
BIBLIOGRAPHIE

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE
DE TOULOUSE

D E C I S I O N

Le Président de l'Institut National Polytechnique de TOULOUSE

VU les dispositions de l'article 11 de l'arrêté du 16 avril 1974 sur le DIPLOME DE DOCTEUR-INGENIEUR

VU le rapport de thèse établi par un des membres du jury

AUTORISE Monsieur MENDIZABAL Hugo

à présenter une thèse en soutenance pour l'obtention du DIPLOME de DOCTEUR-INGENIEUR devant un jury composé de :

M.	MATHEAU, Maître de Conférences à l'I.N.P.T.	Président
M.	BOUCHER, Maître Assistant à l'I.N.P.T.	Membres
M.	KALSI, Ingénieur MOTOROLA	
M.	MORELIERE, Maître de Conférences à l'I.N.P.T.	
M.	VIDALLON , Chargé de Recherches C.N.R.S.	

A TOULOUSE, le 13 mars 1979
Le Président de l'I.N.P.T.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE
MINISTÈRE DES UNIVERSITÉS

Professeur G. MONTEL